统一书号：15045·总2501－无6147·定价：0.39元

3.00

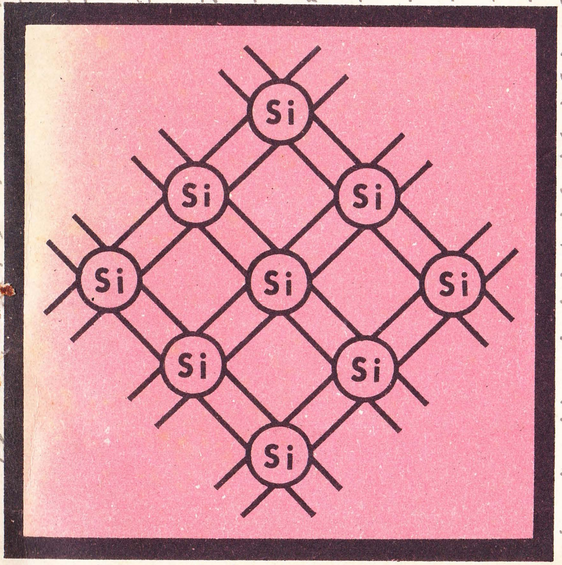
硅管收音机设计

人民邮电[illegible]版社

无线电爱好者丛书

硅管收音机设计

周志彬 编著



中國電子學會

中国电子学会科学普及读物

编辑委员会

主编：孟昭英

编委：毕德显　吴朔平　叶培大　任　朗
杜连跃　吴鸿适　童志鹏　陶　栻
顾德仁　王守觉　甘本祓　张恩虬
何国伟　周炯槃　邱绪环　陈芳允
秦诒纯　王玉珠　周锡龄

丛　书　前　言

电子科学技术是一门发展迅速、应用广泛的现代科学技术。电子技术水准是现代化的重要标志。为了尽快地普及电子科学技术知识，中国电子学会和出版部门约请有关专家、学者组成编委会，组织编写三套有不同特点的、较系统的普及丛书。

本丛书是《无线电爱好者丛书》。由人民邮电出版社出版，其余两套是《电子应用技术丛书》，由科学普及出版社出版；《电子学基础知识丛书》，由科学出版社出版。

本丛书密切结合实际讲述各种无线电元器件和常用电子电路的原理及应用；介绍各种家用电子设备(如收音机、扩音机、录音机、电视机、小型电子计算器及常用测试仪器等)的原理、制作、使用和修理；提供无线电爱好者所需的资料、手册等。每本书介绍一项实用无线电技术，使读者可以通过自己动手逐步掌握电子技术的一些基本知识。本丛书的对象是广大青少年和各行各业的无线电爱好者。

我们希望广大电子科学技术工作者和无线电爱好者，对这套丛书的编辑出版提出意见，给以帮助，以便共同努力，为普及电子科学技术知识，为实现我国四个现代化作出贡献。

无线电爱好者丛书

硅管收音机设计

周志彬 编著

人民邮电出版社

内 容 提 要

本书叙述硅晶体管收音机的設計，包括整机、天线输入回路及变频級、中頻放大級、檢波級、低頻放大級的設計及設計实例。在叙述收音机的設計时，着重介紹了硅管在收音机中的应用，以及設計硅晶体管收音机时，必須解决 的技术問題及其解决方法。

本书供具有一定制作經驗的广大业余无线电爱好者学习用，也可供从事无线电工作的工人、技术人員参考。

无线电爱好者丛书

硅管收音机设计

周志彬 编著

*

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

山西新华印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

*

开本：787×1092 1/32　1981年4月第一版

印张：5 8/32　页数:84　1981年4月山西第一次印刷

字数:117 千字　印数：1—150,000册

统一书号：15045·总2501—无6147

定价:0.39元

前　言

由于我国硅资源比较丰富，硅管的品种和规格相当多，价格也便宜，因此设计人员前几年都在探索应用 3 DG 系列的硅管代替锗管用于收音机线路。自 1969 年开始，有的收音机工厂，以 3 DG 和 3 DK 系列的硅晶体管代替 3 AG 系列的锗晶体管在收音机的变频级、中频放大级、低频放大级里应用。实践证明，在线路设计和生产工艺上采取一定的措施后，收音机用硅管要比用锗管优越。在同类收音机中，用硅管的线路比用锗管的线路简单、稳定性好，产品成本也较低。因此近年来硅、锗管混合线路的收音机品种增多，生产的工厂亦逐渐扩大。

本文在叙述收音机的设计时，着重介绍硅管在收音机里的应用，以及设计硅管收音机时必须解决的技术问题及其解决的方法。在叙述上，力求浅显易懂。本书供具有一定制作经验的业余无线电爱好者学习用，而对从事无线电工作的工人和技术人员也有参考价值。限于作者水平，本书不妥和错误之处，请批评指正。

作者 1980 年 8 月

目　　录

前言
一、硅晶体管特点及其在收音机中的应用…………………… 1
1．收音机采用硅、锗晶体管的比较 …………………… 1
2．硅、锗管电路的稳定问题 ………………………… 4
3．硅管放大电路的稳压措施 ………………………… 8
4．收音机选用硅晶体管的要求 ……………………11
5．全硅管收音机 ……………………………………12
二、收音机的整机设计……………………………………14
1．整机设计方案的确定 ……………………………14
2．总增益的确定及增益的分配 ……………………17
三、天线输入回路及变频级的设计…………………………20
1．天线输入回路 ……………………………………20
2．变频级 ……………………………………………30
3．输入回路和振荡回路设计 ………………………38
4．变频级的附加电路 ………………………………44
四、中频放大级……………………………………………47
1．并联谐振回路特性 ………………………………47
2．中频放大管的等效电路及增益 …………………53
3．中频放大器电路的通频带和选择性 ……………55
4．中频放大级增益及LC回路的损耗………………58
5．单调谐中放电路的中频变压器的计算 …………64
6．双调谐中放电路 …………………………………67

7. 自动增益控制 ……………………………………69
五、检波级……………………………………………74
六、低频信号放大级……………………………………77
1. 晶体管低频等效电路 ……………………………77
2. 晶体管 h 参数等效电路 …………………………78
3. 晶体管放大器四端网络 …………………………80
4. 低频放大器的耦合 ………………………………82
5. 低频放大器电路的负反馈 ………………………97
七、功率放大级 ……………………………………108
1. 甲类功率放大器……………………………………108
2. 乙类推挽功率放大器………………………………111
3. 无输出变压器功率放大器…………………………127
八、收音机设计计算实例 ……………………………133
1. 天线和振荡回路……………………………………133
2. 中频变压器计算……………………………………139
3. 整机增益计算………………………………………141
4. 核算象频衰减和中频衰减…………………………143
九、附录 ……………………………………………146
附录 1. 风雷牌 601-B 型晶体管收音机 ………………146
附录 2. 风雷牌 B74 型中短波晶体管收音机 …………148
附录 3. 晶体管调幅广播收音机电声性能主要参数
分类 …………………………………………151
附录 4. 国产干电池型号规格 …………………………152
附录 5. 倍数与分贝、奈培换算表 ……………………154

一、硅晶体管特点及其在收音机中的应用

在分析收音机各种电路之前，我们首先分析一下硅晶体管的特点，及在收音机电路中采用硅管时必须采取的措施。

1. 收音机采用硅、锗晶体管的比较

硅管与锗管由于制造工艺不同，所用的材料不同，它们的技术参数有很大差别。

下面我们比较一下收音机里常用的几种晶体管的主要参数。

硅高频小功率管：

参　　数	测试条件	3 DG 4	3 DG 6	3 DG 12
$I_{cbo}(\mu A)$	$V_{cb}=10V$	≤0.1	≤0.1	≤1
$I_{ceo}(\mu A)$	$V_{ce}=10V$	≤0.1	≤0.1	≤10
$f_T(MHz)$	$V_{ce}=10V$ $I_c=10mA$ $f=30MHz$	≥200	≥100	≥100
$C_{ob}(PF)$	$V_{cb}=10V$ $I_e=0$ $f=5MHz$	≤5	≤4	≤15
$V_{bes}(V)$	$I_c=10mA$ $I_b=1mA$		≤1.1	
$V_{bes}(V)$	$I_c=300mA$ $I_b=30mA$			≤1.2

V_{ces}(V)	$I_c \approx 300$ mA $I_b = 30$ mA			≤0.8
P_{cm}(mW)		300	100	700
I_{cm}(mA)		30	20	300
h_{ie}(kΩ)	$V_{ce} = 6$ V $I_e = 1$mA $f = 1$ KHz	≥0.7	≥0.7	≥1

锗高频小功率管：

参　　数	测 试 条 件	3 AG 1	3 AG 11
I_{cbo}(μA)	$V_{cb} = 6$ V	≤10	≤10
C_{ob}(PF)	$V_{cb} = 6$ V $I_e = 0$ $f = 5$MHz	≤8	≤15
r'_{bb}(Ω)	$V_{cb} = 6$ V $I_c = 1$mA $f = 5$MHz	≤70	≤200
f_T(MHz)	$V_{ce} = 6$ V $I_c = 1$mA $f = 10$MHz	>20	>20
h_{ie}(kΩ)	$V_{ce} = 6$ V $I_e = 1$mA $f = 1$KHz	≥0.05	≥0.05

锗低频小功率管：

参　　数	测 试 条 件	3 AX 22	3 AX 31
I_{cbo}(μA)	$V_{cb} = 10$ V	≤12	≤20
I_{ceo}(μA)	$V_{ce} = 6$ V	≤300	≤1000
V_{bes}(V)	$V_{ce} = 1$ V $I_e = 50$ mA	≤0.45	

V_{ces}(V)	$I_c=125$mA		≤0.65
	$I_c=60$mA		≤0.35
P_{cm}(mW)		125	125
I_{cm}(mA)		100	125
h_{ie}(KΩ)	$V_{ce}=6$V $I_e=1$mA $f=1$KHz	≥0.4	≥0.4

应用的符号说明：

I_{ceo}——集电极-发射极反向电流

I_{cbo}——集电极-基极反向电流

V_{bes}——b-e 极饱和压降

V_{ces}——c-e 极饱和压降

C_{ob}——集电极电容

r'_{bb}——基极扩散电阻

f_T——特征频率

h_{ie}——输入电阻

I_{cm}——集电极最大允许电流

P_{cm}——集电极最大耗散功率

在全锗管收音机里多用两种晶体三极管，一是高频小功率锗管，通常用 3 AG 系列作变频、中频放大器。二是低频小功率锗管，通常用 3 AX 系列作低频和功率放大器。

在硅、锗管混合收音机里也多用两种晶体三极管，一是高频小功率硅管，通常用 3 DG 系列作变频、中频放大器和低频前置及低频激励放大器。二是低频小功率锗管，用 3 AX 系列，作末级功率放大器。

在全硅管收音机里，单用一种高频小功率硅管，通常用 3 DG 系列作变频、中频和低频放大器，而末级功率放大器选用 3 DG 系列里集电极耗散功率稍大些的管子，如 3 DG 12 等。

总之，收音机常用的晶体管不外乎是硅 NPN 小功率管和锗 PNP 小功率管两类*。从两者主要参数对照，我们可以得出以下几点结论：

（1）硅管的 I_{ceo} 和 I_{cbo} 都很小， 这是硅管比锗管要优越的一个地方。

（2）硅管的 V_{bes} 比锗管大， 因此当电源电压降低时， 硅晶体管很容易进入截止区及饱和区，且电源电压的变动，对硅管的工作点影响较大。这是硅管比锗管要差的一个方面。

（3）硅管的极间电容比锗管小，在收音机的中频回路应用时，硅管可以省掉中和电容；锗管由于极间电容较大，用于收音机的中频回路时必须采用中和方法来克服晶体管内部的反馈所引起的自激现象。

（4）硅管比锗管有较大的输入阻抗，对改进选择性要比锗管有利。当硅管选作检波之后的前置低频放大器时，由于输入阻抗高，检波器的负载小，这对于提高检波效率有益。

总之，我们在收音机电路中采用硅管，不仅是因为我国硅的资源丰富和生产成本低的缘故，而主要是硅管的某些电气参数在很多方面比锗管优越。至于硅管的不足之处，可以采取必要措施加以解决。

2．硅、锗管电路的稳定问题

工作点的稳定与否，是设计晶体管电路的重要问题。我们在设计某一放大电路时， 都是按 20°C或 25°C 时的参数进行设计的。而收音机的实际使用环境温度是 0°C—40°C。 在这种情况下，要保证收音机仍能正常工作，就必须在电路里采取适当措施，及选用符合电路要求的晶体管。

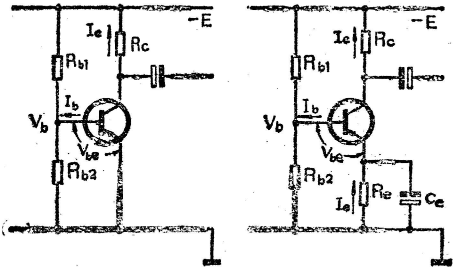
---

* 在采用 OTL 电路时个别也用锗 NPN（3BX 系列）或硅 PNP（3DX 系列）。

我们知道，晶体管随温度而变化的参数，主要是I_{cbo}、V_{be}和β，而且三者随温度变化所起的作用不是相等的，而往往是其中之一起主导作用。对硅管来说，V_{be}是主要的；锗管I_{cbo}是主要的。β随温度的变化相对来说要比前两者小，每当温度升高一度，β均增大(0.5～1)％。

下面就温度改变时对I_{cbo}和V_{be}的影响进行分析。

(1) 温度对集电极——基极反向电流I_{cbo}的影响



(a)　　(b)

图 1-1　锗管共发电路

以图 1-1(a)锗管共发射极电路为例，其集电极电流：

$$I_c=\beta I_b+(1+\beta)I_{cbo}$$
$$=\beta I_b+I_{ceo}$$

式中I_{cbo}对温度十分敏感，当温度从 20°C 变到t°C 时，I_{cbo}的变化如下：

锗管：$I_{cbo(t°C)}=I_{cbo(20°C)}\times 2^{\left(\frac{t°-20°}{10°}\right)}$；

硅管：$I_{cbo(t°C)}=I_{cbo(20°C)}\times 3^{\left(\frac{t°-20°}{10°}\right)}$。

每当温度增加 10°C时，硅管的I_{cbo}大约增加三倍，锗管的I_{cbo}大约增加二倍；I_{ceo}随温度的变化将是I_{cbo}的$(1+\beta)$倍，所以I_c也随温度产生急剧变化。

I_c 随温度升高而增大的现象如果从 管 子 的输出特性看，就是随温度上升而特性曲线簇向上移， 如图 1-2 所 示。 其 中 (*a*)是正常温度的特性曲线；(*b*)是温度升高后的特性曲线。

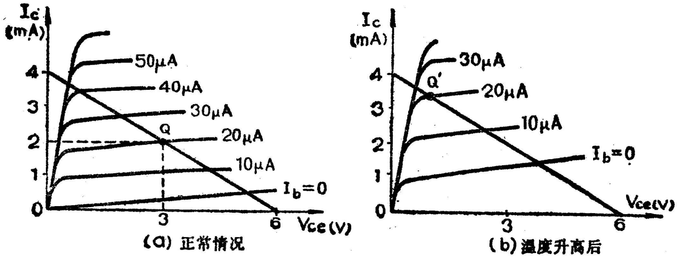


图 1-2　输出特性曲线

在图 1-1(*a*)所示的偏置电路中，电阻 R_{b1} 和 R_{b2} 组成一个分压器，用来供给基极一个固定的电压 V_b，温度对它的影响很小，可以忽略。但是， 如果电路的静态工作点设计在如图 1-2 (*a*)的 Q 处，当温度升高后， 工作点将移至图 1-2(*b*)的 Q' 处。很显然，这样的电路的温度稳定性是很差的。

倘若将图 1-1(*a*)所示的电路里接入 R_e 之后，即变成图1-1(*b*)所示那样，电路的稳定性就能改善。

当接入 R_e 以后，对直流电路来说， 在温度变化时好比是装置了工作点自动控制器，它起自动控制作用。而交流信号可以通过旁路电容 C_e 流通不受 R_e 的影响。 这时， I_c 的稳定过程如下：

温度 $T_i\uparrow \rightarrow I_{cbo}\uparrow \rightarrow I_{ceo}\uparrow \rightarrow I_c\uparrow \rightarrow I_e\uparrow$ —┐

$I_c\downarrow \leftarrow I_b\downarrow \leftarrow \quad I_eR_e\uparrow$ ←┘

必须指出，硅管的集电极——基极反 向 电流 I_{cbo} 的绝对数值比锗管要小很多。例如，在 25°C时，锗管 3 AG 1 $I_{cbo}\leqslant 10$ μA，3 AX 22 $I_{cbo}\leqslant 12$ μA； 而硅管在 同样温度下，3 DG 6 A

的 $I_{cbo} \leqslant 0.1\,\mu A$，3 DG 6 B 的 $I_{cbo} \leqslant 0.01\,\mu A$。可见在放大器中，温度对 I_{cbo} 的影响，在用锗管的放大电路里是主要的；用硅管的放大电路里不是主要的。就这一点来说硅管比锗管要优越一些。

(2) 温度对基极——发射极电压 V_{be} 的影响

在不同的环境温度下，晶体管的基极——发射极电压 V_{be} 也不同，图 1-3 为硅高频小功率管和锗低频小功率管，在 I_c 为某一常数时，V_{be}与温度 T_i 的关系曲线。

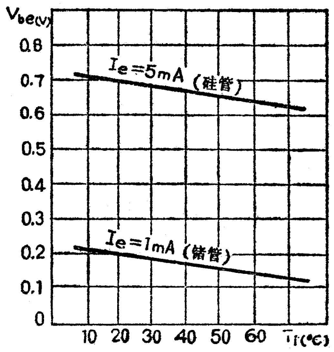


图 1-3　V_{be}—T_i关系曲线

由图可见，V_{be} 的变化规律是随温度升高而减小，在I_c不变的条件下，锗管和硅管的 V_{be} 随温度的变化率均约为 $-(2-2.5)$mV/°C。

当温度升高时，以硅管 3 DG 4 为例，它的输入特性曲线将向左移动，如图 1-4 所示。在 I_c 为常数时，温度升高，V_{be} 将降低。我们从图 1-1(a)可看出，V_{be} 降低后，I_b 将增加，引起 I_c 增加。

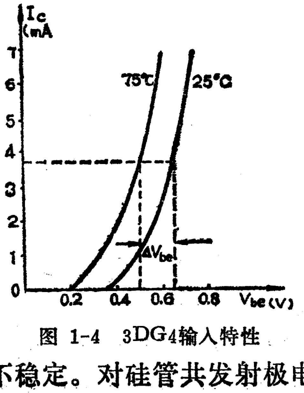


图 1-4　3DG4输入特性

由于 V_{be} 随温度的变化而引起 I_c 的变化，使硅管电路显得不稳定。对硅管共发射极电路来说采取图 1-5 的简单偏置电路

反而稳定些。

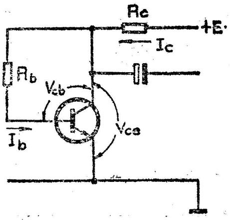


图 1-5　硅管共发电路

由图可知：

$$I_b=\frac{V_{cb}}{R_b}=\frac{V_{ce}-V_{be}}{R_b}\approx\frac{V_{ce}}{R_b}$$

很显然，基极电流 I_b 取决于集电极电压 V_{ce} 和电阻 R_b，V_{ce} 是随 I_c 的变化而变化。当温度上升引起 I_c 增大时，I_c 在 R_c 上的压降也增大，使得 V_{ce} 减小。由于 V_{ce} 的减小，V_{cb} 也减小，I_b 跟着减小，最后导致 I_c 不会增加很多。促使 I_c 稳定的变化过程如下：

温度 $T_i\uparrow\rightarrow I_c\uparrow\rightarrow V_{Rc}\uparrow\rightarrow V_{ce}\downarrow$ ─┐

$I_c\downarrow\leftarrow I_b\downarrow\leftarrow V_{Rb}\downarrow\leftarrow$ ─┘

在图 1-5 的电路里再接入 R_e 后，如前所述，同样可以提高工作点的稳定性。

由此可见，硅管电路采用图 1-5 的偏置电路并加接 R_e 之后，对稳定工作点是有效的。这种电路虽有稳定作用，但也带来了负反馈作用。

3．硅管放大电路的稳压措施

由于 NPN 硅晶体管的正向饱和压降 V_{bes} 比 PNP 锗晶体管将近大一倍，在其它条件相同情况下，其上偏置电阻就较锗管小。因此它的工作点受电源电压的影响要比锗管大。为使硅管放大电路正常工作，对电源电压的要求比较严格。特别是使用干电池作电源的收音机电路，当使用一个阶段，电池端电压稍降低时，硅管放大电路 I_c 就急剧下降。如果不采取措施便不能工作。例如，当电压从 6 V 降到 5.4 V 以下，硅管收音机

就不能正常工作了。但我们要求收音机在电源电压降低到标称值的 0.67 倍时(约 4 V)，仍能工作。而锗管由于 V_{bes} 小，所以全锗管收音机就可以满足这个要求。

但是，只要我们在硅管收音机电路里增添一个简单的稳压电路之后，这个要求也就可以满足。

稳压电路由电阻 R_d 和两只硅二极管 d_1 和 d_2 串联组成，如图 1-6 的虚线框内。这里，由D点引出的电压基本上不随电源电压变化。所以放大电路的偏置电压均从D点引出。

下面我们来看一下这种稳压电路的作用。

作用之一：

以硅二极管(2 CP 6)为例，其正向伏安特性如图 1-7 所

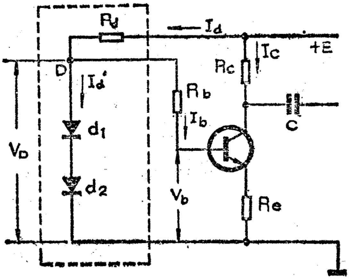


图 1-6 稳压偏置电路

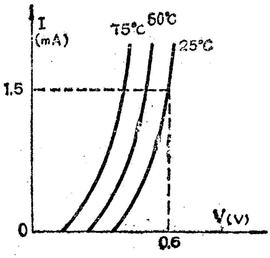


图 1-7 2 CP 6 正向伏安特性

示。当电流大于 1.5 mA 时，硅二极管的正向电压接近恒定不变，一般正向电压(所谓恒定不变时的电压)为 0.6 V 左右。由于 2 CP 6 具有这种特性，因此硅管收音机电路全都采用两只 2 CP 6 串联起来的办法，取得 1.2 V 左右的稳定电压，作为偏置电路电源。

2 CP 6 正向电流的选择原则：(参看图 1-6)

(1) $I_d \gg$ 各级 I_b 总和。

(2) $I'_d \geqslant 2.5$ mA，选择正向伏安特性曲线的直线段。

从这里可以确定 R_d 值：

$I_d = I'_d + I_{b总}$

$R_d = \frac{E - V_D}{I'_d + I_{b总}} \approx \frac{E - V_D}{I'_d}$（因为 $I_{b总}$ 与 I'_d 相比很小可忽略）

例如：

取 $I_d = 2.5$ mA，电源电压 6 V，2 CP 6 的正向压降为 0.6 V 时，$V_D = 1.2$ V，得

$$R_d = \frac{6 - 1.2}{2.5 \times 10^{-3}} \approx 2(\text{K}\Omega)。$$

电源 E 降低到标称值 0.67 倍时，（$E = 4$ V），这时流过 2 CP 6 的电流 $I_d \approx 1.7$ mA，仍然在伏安特性的直线段内，同时稳压电路继续提供 1.2 V 左右的偏置电压，对各级放大电路的 I_b 影响很小，所以仍能保持放大电路继续工作。

在实际应用中，除了采用 2 CP 6 作稳压电路外，还可以选择在放大电路里已不能使用已损坏一个结的硅晶体三极管（如 3 DG 6）的发射结或集电结代替 2 CP 6 使用。这是变废为利，降低成本的一项措施。

作用之二：

由于 2 CP 6 的正向伏安特性曲线随温度升高向左移，其正向压降减小，而造成放大电路的偏压减小，迫使基极电流 I_b 及集电极电流 I_c 不能因温升而增大很多，有利于热稳定。

I_c 随温度演变过程：

$$T_i \uparrow \begin{cases} \text{晶体三极管的 } V_{be} \downarrow —— I_b \uparrow —— I_c \uparrow \\ \text{稳压管的压降 } V_D \downarrow —— V_b \downarrow —— I_b \downarrow —— I_c \downarrow \end{cases}$$

因此，硅管收音机采取简易的稳压措施后，其放大电路受

电源电压变化和温度变化的影响就小，工作点相当稳定。一些中、低档的硅管收音机，特别是采用 3V 电源的收音机，采用简易的稳压电源后，其中频放大电路和低频放大电路可以把发射极直接接地，这样可使相应的放大级的动态范围加大。因此硅管收音机的电路可以设计得很简单。

4. 收音机选用硅晶体管的要求

一般晶体管收音机由于受体积限制所采用的电源电压是 3V、4.5V、6V 等几种，也就是说电源电压选得较低。因此，对硅管的某些参数(如V_{bes})有一定的要求。而一般中低档的收音机设计成单波段或两波段的较多，也有设计成三波段的。其最高工作频率均小于 24 兆赫。因此硅高频小功率管的交流参数都能满足电路的要求。对于直流参数和极限参数，应符合表一要求。

表一

参　　数	变　频　管	中放低放管	测　试　条　件
I_{cbo}	$\leqslant 1\ \mu A$	$\leqslant 5\ \mu A$	$V_{cb}=6V$
I_{ceo}	$\leqslant 1\ \mu A$	$\leqslant 5\ \mu A$	$V_{ce}=6V$
V_{bes}	$\leqslant 0.9V$	$\leqslant 1.1V$	$I_c=10\ mA$ $I_b=1\ mA$
BV_{ceo}	$\geqslant 10V$	$\geqslant 10V$	$I_c=100\ \mu A$
BV_{cbo}	$\geqslant 15V$	$\geqslant 15V$	$I_c=100\ \mu A$

根据几十万台各类普及收音机所选用的 3 DG 6、3 DG 8、3 DK 4 等硅管的生产情况，表一所示的参数要求已能满足了。

前面，我们已经讲了稳定硅管放大电路的方法，因此在

设计收音机电路时，可以充分发挥和利用硅管优于锗管的一些特性，使线路简单化。在收音机电路里，硅管放大电路，都可以省掉下偏流电阻。设计得当，还可以省掉发射极电阻和电容，把发射极直接接地。如风雷 601-B 型收音机的硅锗管混合电路(见附录 1)，就是一个比较典型的例子。

5. 全硅管收音机

目前在袖珍式和便携式收音机中，采用硅锗混合电路较多。此类电路除在末级功放管采用锗管外，其余各级均用高频小功率硅管。是否在功放级也可采用高频小功率硅管呢？要回答这个问题，首先应分析一下硅高频小功率管的几个主要直流参数与功放级的关系。

(1) I_{cm} 集电极最大允许电流　以 3 DG 6、3 DG 8 为例，其 I_{cm} 小于 30 mA，而一般收音机在额定输出功率时，末级功放管的电流在 40 mA 以上，因此过载能力较差。

(2) V_{ces} 饱和压降大　因末级功放都采用乙类推挽的程式，而袖珍式和便携式收音机电源电压因受体积限制，只能选用 3 V 或 4.5 V，最高为 6 V。因此，每只管子的工作电压较低。而硅管的饱和压降 V_{ces} 比锗管大得多。这样，硅管的动态范围就很小，很容易趋向饱和，不适合在大电流情况下工作。

(3) V_{bes} 较大　当电源电压少许变动，末级工作就不正常，严重引起失真。由此可见，高频小功率硅管在电源电压较低的袖珍式和便携式收音机里不适宜作末级功率放大管。

如果末级功放管采用高频小功率 3 DG 6、3 DK 4 等，必须对这类晶体管的 V_{bes} 和 V_{ces} 经过特别挑选，其较低者才能使用。另外，功放级必须单独采取恒流稳压措施，电源电压必须是 6 V 或 6 V 以上，功放管必须采取散热措施，方能勉强达

到最大输出功率 150 mW。从大批量流水生产的角度考虑，这是很不经济的。

因此，全硅管收音机，只有在其电源电压可用较高的机器中(例如交、直流两用的台式机中)，选用I_{cm}和 P_{cm}（耗散功率）较大的 3 DG 12 等硅管方可用它作末级功率放大。

二、收音机的整机设计

收音机是收听广播电台各种节目的工具，也是家庭的实用装饰品。因此，对于收音机的要求必须 是使 用 方便、 性能可靠，结构合理牢固、发音宏亮清晰、造型美观大方。为了达到这些要求，在设计时一般可按三个方面考虑：

（1）造型设计——确定收音机的外观形态、表面色彩、采用材料、体积大小等。

（2）结构设计——确定收音机的传动装置、紧固方式、使用材料等。

（3）线路设计——确定线路程式，符合收音机等级技术指标要求等。

上述三者在设计过程中必须统筹兼顾，相互配合，精心筹划，才能达到预期的效果。

这里主要介绍收音机的整机线路设计，特别是硅晶体管在设计中的应用。

收音机的线路设计，首先要根据技术条件和设计要求确定收音机的整机设计方案，并选择线路程式，进行整机增益和各级增益的分配。然后确定应用的器件。同时，结合试验进行对各电路的设计和元件的计算。对试制的样机测试合格后，通过小批量试生产和例行试验，设计工作才算结束。

1．整机设计方案的确定

对整机设计而言，技术指标有两个方面：

第一、对体积大小的要求　从体积上来看，我国的晶体管收音机，大体分为台式、便携式、袖珍式、微型机四类。

台式为 5000 cm^3 以上；便携式为 700 cm^3—5000 cm^3；

袖珍式为 100 cm^3—700 cm^3；微型机为 100 cm^3 以下。

第二、对电声性能的要求　晶体管收音机按不同的电声性能可分为特级、一级、二级、三级、四级五类。特级和一级就是我们通常所说的"高级收音机"。我们一般所说的"普及式"收音机只有一个波段，相当于四级收音机。二级和三级机，我们均称为"中档机"，它具有二个波段或二个以上的波段。

有关各等级收音机电声性能的参数见附录 3。

除以上两条技术指标外，近年来又提出了"经济指标"。因此，设计一种收音机，对技术指标和经济指标都要考虑。在保证电声性能前提下，力求选用简单的电路程式，新颖的结构组件，简单的生产工艺，美观大方的造型，做到物美价廉。这样，才能受到广大群众的欢迎，在市场上才有生命力。

本文将着重叙述电路方面的设计，所以，确定整机电路方案时，应考虑以下几个方面：

（1）晶体管收音机一般的线路程式，有超外差式、再生直放式。由于超外差式具有较高的灵敏度，较好的选择性，所以目前工厂设计生产的收音机都选用超外差式电路。超外差式收音机有变频器、中频放大器、检波器、低频前置放大器和功率放大器等五个主要部分组成。

由于收音机在通常使用时，对镜象抑制的指标没有太高的要求，因此，用一次变频的方法(即采用一级变频级)就可以满足要求。

而中频信号的放大必须采用两级中频放大，才能满足选择性的指标要求，并有一些富余量，同时也便于大量生产。检波

器一般采用二极管检波，因为二极管检波比三极管检波失真小。低频前置放大器根据线路设计的要求，可以采用一级放大，亦可以采用两级放大。关于功率放大器，晶体管与电子管相比来说，晶体管功率放大器输出功率要小。由于晶体管收音机体积小，选用干电池供电，必须考虑用电效率，因此，多采用乙类推挽功率放大器。

由于经济成本较低的硅晶体管的大量生产，特别是廉价的塑料封装硅晶体管的出现，为收音机应用硅管提供了有利条件。因此，一般设计超外差式收音机，都是六管以上的线路，除了功率放大器目前还未有适用的硅管之外，其余各部分均可采用硅晶体管。

(2) 在设计变频、中频、低频线路时，采用变压器耦合形式时可以使线路简单，而且对选用晶体管的要求可以低些，对生产调试工作也比较方便。另外，对晶体管损坏后，更换的通用性也大。

(3) 硅晶体管内部反馈比电子管强。为了保持线路稳定，对设计放大器的增益要留有余量。同时，要发挥各级耦合变压器的作用，提高耦合变压器的净增益，将耦合变压器的损耗降低到最低限度。

(4) 根据体积大小，电源电压尽量选择高一些。因为硅管的 V_{bes} 比锗管大，所以硅晶体管的工作电压选择得高。这样，可使其线性区的动态范围得到充分利用，也减少了线路自激和阻塞现象，使放大器稳定。同时，为了延长干电池一次性使用期限，尽量选用大号电池。有关国产电池规格见附录 4。

通常袖珍式选用 3 V 电源，以五号电池为宜。便携式选用 4.5 V 或 6 V 电源，以二号或一号电池为宜。台式选用 6 V 或 9 V 电源，以一号电池为宜。

2. 总增益的确定及增益的分配

收音机总增益是根据输入功率的大小，灵敏度的高低，天线线圈特性来确定的。

晶体管收音机一般都采用磁棒天线。它的有效高度较佳，导磁系数μ值较高，品质因素Q值也好，因此，从磁棒天线回路获取的信号功率也较大。

天线回路所取得的信号功率，对一般晶体管收音机，都直接送到变频级输入端，这就是收音机的信号输入功率（P_{in}）。整机总增益是指在输出端具有一定的信号噪声比时，变频级输入功率（P_{in}），提高到额定输出功率（P_{out}）所需要的增益，若以分贝表示，则

$$整机功率总增益=10\lg\frac{P_{out}}{P_{in}}\ (\text{dB})。\qquad (2\text{-}1)$$

假如信号噪声比在 20 dB 时，变频级输入信号功率为 12 微微瓦，要求输出功率为 150 毫瓦时，则总增益按（2-1）式计算的结果如下：

$$总增益=10\lg\frac{150\times10^{-3}}{12\times10^{-12}}=112(\text{dB})。$$

这就是信噪比在 20 dB 时，要求收音机的总增益数。

整机总增益数确定之后，就可以考虑各级增益的分配问题。在分配各级增益时，要考虑一定的余量，然后按各级增益的最大值（余量含在内）来分配，必要时应增加放大电路的级数来满足总增益的要求。所以，在分配各级增益时，应注意以下几点：

（1）保证系统工作的稳定

以中频放大器电路为例， 用平面型管 3 DG 6 作中放时，每级的增益可达 40 dB 以上。由于考虑到选择性的要求，晶体管中放电路一般设计成两级放大。如果按最大增益设计，那么两级中放的增益将高于 80 dB， 这样的电路显得很不稳定， 容易引起自激，给中频调试工作带来困难。因此，一般两级中放设计的增益为 60—70 dB。

（2）要考虑噪声电平

不要单纯追求灵敏度高，将变频级的增益做得太高。如果增益做得过高，超过 35 dB 时，便会引起整机较大的噪声。这样，不但不能提高灵敏度，反而降低了整机的相对灵敏度。

（3）变频、中频级增益要适当

检波级前面的中频、变频回路的总增益也不能设计得过低，因为增益过低不但整机灵敏度低，同时使检波级工作在小信号状态，检波失真就大，一次自动增益控制（AGC）作用也将减弱。倘使设计得过高，虽然对改善检波失真有益，并且加强了（AGC）作用，但是中频、变频部分的稳定性将变差，噪声也增强。所以，对变频和中频的总增益要设计适当。

一般采用 3 V—6 V 电源的硅晶体管收音机整机总增益为 90—150 dB，其各级增益分配情况如图 2-7 所示。

按图 2-1 所示，整机总增益是各级增益之和，其中检波级没有放大增益，称作检波衰减，即

整机总增益＝变频级增益＋两级中放增益－检波衰减＋
＋前置低放级增益＋功放级增益（dB）。

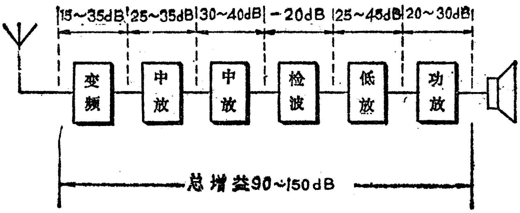


图 2-1 增益分配图

各级增益的分配数，是各级电路设计的参考依据，在设计和试验过程中，还可以进行适当的调整。

三、天线输入回路及变频级的设计

1. 天线输入回路

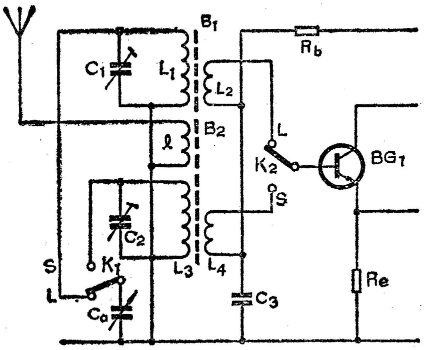


图 3-1 天线输入回路

晶体管的天线输入回路，有一个 LC 谐振回路及转送信号至变频级的耦合线圈和磁棒等组成。有短波段时，还有外接天线（或金属拉杆天线），通过一组线圈耦合输入，如图 3-1 所示。

天线输入回路虽然很简单，可是收音机的好多电性能指标，如灵敏度、选择性、镜象比、中抗比等与它有很大的关系。所以，收音机的天线输入回路（简称磁性天线），随着对晶体管收音机电性能要求的提高，越来越引起设计和生产工艺方面的重视。

磁性天线的磁芯，已普遍选用特殊的软磁铁氧体材料制成棒状使用。软磁铁氧体分锰-锌铁氧体（Mn-Zn）和镍-锌铁氧体（Ni-Zn）等多种材料。Mn-Zn 铁氧体，一般适用于中频范围，如中波段的磁性天线、中频变压器的磁芯等。Ni-Zn 铁氧体，一般适用于高频范围，如短波段的调感天线线圈的磁芯及振荡线圈的磁芯等。根据使用需要，可制成各种形状。

天线线圈中插入铁氧体磁芯后， 线圈的导磁率 μ 值将提高，抗干扰方向性也强。但亦引入了磁滞损耗和涡流损耗，当频率上升时，Q值就会降低。不过随着磁棒生产工艺不断进步和更新，磁棒天线的性能已得到很大的改善。

下面是常用的几种软磁铁氧体材料的主要性能(见表二)。

表二

材　　料	导磁率 μ_0	饱和磁感应 B_s（高斯）	剩磁感应 B_r（高斯）	适用频率 f（MHz）
$N_{\chi o}$-20	18—28	2000	800	50
$N_{\chi o}$-40	36—54	2900	900	30
$N_{\chi o}$-60	48—72	3300	2300	30
$N_{\chi o}$-250	200—300	3100	2100	3
$M_{\chi o}$-400	300—500	3200	1700	1.5

(1) 天线回路的 Q 值

在计算高频回路电感线圈时，Q值是一个重要参数，常称它为线圈的品质因数。我们以图 3-2 为例来分析天线线圈的Q

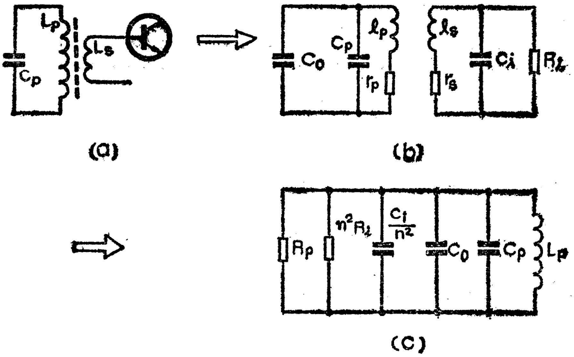


图 3-2　天线等效电路

值。这里（b）图是（a）图的等效电路；（c）图是（b）图即线圈损耗电阻 r_p 化成等效并联电阻 R_p 之后的等效电路。图中

l_p——初级电感；

r_p——初级线圈损耗电阻；

C_p——槽路电容；

C_o——分布电容；

R_p——初级线圈的等效并联电阻；

n——线圈的传输比；

l_S——次级电感；

r_S——次级线圈电阻；

C_i——变频级输入电容；

R_i——变频级输入电阻；

通过换算得：

$$R_p=\frac{\omega_0^2\cdot l_p^2}{r_p}.$$

天线线圈的 Q 值通常由下式决定：

$$Q=\frac{\omega_0 l_p}{r_p}, \tag{3-1}$$

式中 $\omega_0=2\pi f_0$ 为接收频率。

将 r_p 代入（3-1）式求得磁棒天线的无载 Q_0 值，即

$$Q_0=\frac{R_p}{\omega_0\cdot l_p}.$$

接入负载后，其初级阻抗　$R_T=R_p\,/\!/\,R_i n^2$

初级电容　$C_T=C_p+C_0+\dfrac{C_i}{n^2}$

因此，有载 Q_L 值为

$$Q_L=\frac{R_T}{\omega_0\cdot l_p},$$

因为 $\omega_0=\frac{1}{\sqrt{l_p\cdot C_T}}$ 或 $l_p=\frac{1}{\omega_0^2 C_T}$，

所以，有载 Q_L 值又可写成：

$$Q_L=\omega_0\cdot C_T\cdot R_T。$$

通过以上分析，发现 R_i 增加时，Q 值也相应增加，因而采用硅管的变频级，由于输入电阻 R_i 比锗管要大，天线输入回路的Q值也相应的比锗管大。同时，磁性天线的Q值还与线圈导线的线径，股数及线圈绕制的长度有关，用的导线股数愈多、线径愈大，Q值愈高。当线圈的长度增加时，Q值将减小。

磁棒天线的 Q 值还与磁棒长度 l 与磁棒截面积 S 之比有关。当S截面固定时，l 增加Q值也增大。但是，棒状天线的Q值受线圈绕组在磁棒上位置不同的影响远比以上两个因素显著。

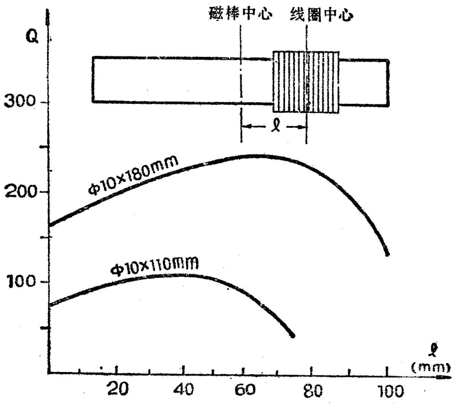


图 3-3 l—Q 关系曲线

如图 3-3 所示，图中两条曲线是对长度不同的国产 M_x-400 磁棒进行实测的结果。当线圈位于磁棒的中心时($l=0$)，Q 值

最小；当线圈逐渐远离磁棒中心时，Q值也逐渐增大；并且在线圈位于离磁棒端面 5-10 mm 处Q值最大；倘若 l 值继续增大时，Q值便显著下降。所以，为了提高灵敏度和选择性，设计时往往将天线调谐线圈分绕在两个骨架上，然后分别装置在靠近磁棒两端面。由于中波段收音机的接收频率较低，线圈电感量较大，线圈圈数较多，因此普遍采用分组绕制方式。

由于天线回路线圈的Q值大小与很多因素有关，如材料的性能、装配工艺、生产工艺等。这些因素都能影响Q值，因此，在实际应用中，只能作粗略地估算，最后以实验的结果为准。

(2) 天线输入回路的灵敏度

天线输入回路的灵敏度除了与线圈的Q值有关外，还与天线的有效高度等参数有关。

天线输入回路的灵敏度由下式表示：

$$E_S=\frac{S/N\sqrt{4\cdot K\cdot T_0\cdot \Delta f\cdot x_L\cdot N_F}}{h_{eff}\cdot m\cdot\sqrt{Q_L}}\text{(毫伏/米)}，\quad(3\text{-}2)$$

式中 S/N——所要求的信号噪声比，

相对灵敏度 $S/N=20$ dB，

绝对灵敏度 $S/N=6$ dB；

K——波尔茨曼常数（$K=1.36\times10^{-23}$焦耳/^{0}K）；

T_0——K 氏温度 300°；

Δf——整机通频带(KHz)（指半功率点时的通带）；

x_L——天线线圈在计算频率时的感抗，即 $x_L=Q_0\omega L$ (Ω)；

N_F——变频管噪音系数(dB)；

m——调制系数($m=0.3$)；

Q_L——天线的有载 Q 值；

h_{eff}——天线有效高度(米)。

由式(3-2)所知，提高灵敏度要选择低噪声管作变频管，如选用 3 DG 6 管的 $N_F \leqslant 10$ dB 作收音机的变频管较合适。而影响灵敏度较大的还是 Q_L 和 h_{eff} 两项。

有效高度 h_{eff} 由下式决定：

$$h_{eff}=\frac{2\pi \cdot S \cdot N \cdot \mu_e \cdot F_m}{\lambda} \times 10^{-4}(\text{米}) \qquad (3\text{-}3)$$

式中　S——天线磁棒截面积(米^2)；

N——天线线圈匝数；

μ_e——天线磁棒导磁率；

F_m——天线磁棒最大磁通密度(高斯)；

λ——计算频率的波长 $\lambda=\frac{c}{f}$ (光速 $c=3\times10^8$ 米/秒，f 为计算频率，单位为 Hz)；

从(3-3)式可知，随接收频率 f 的上升，h_{eff} 就有增大的趋向。而在天线线圈里插入铁氧体磁芯后，引入了涡流损耗和磁滞损耗，并且这两种损耗将随频率上升而增加，也使 Q 值下降。这样，它们两者相互补偿，使天线输入回路，在工作频率波段的低端和高端，都具有同样大小的增益。

由式(3-2)和式(3-3)，可以求得天线输入回路输送给变频级的功率，即变频级输入功率 p_{in} 的大小。

$$p_{in}=1.39 f \cdot l \cdot S \cdot K' \cdot E_s^2 \cdot \mu_e \cdot Q_0 \cdot 10^{-11}(\text{瓦}), \qquad (3\text{-}4)$$

式中　f——计算频率(Hz)；l——磁棒长度(米)；

S——磁棒截面积(米^2)；μ_e——磁棒导磁率；

K'——与磁棒长度和电场强度有关的系数，通常选取 $K'=0.27$；

Q_0——为天线无载 Q 值；

E_S——为电场强度(毫伏/米)。

这样，我们根据计算获得的 p_{in} 和设计要求提出的输出功率 p_{out}，就可按式(2-1)求得整机的总增益值。

以上所叙述的天线回路，设计得是否完好，将直接影响到收音机的象频衰减（又称镜象抑制比）和中频衰减（又称中抗比）。两者完全由天线回路的有载 Q_L 值决定。

象频衰减与 Q_L 的关系：

$$Q_L=\frac{f_2}{2\Delta f_2}\cdot\frac{\sqrt{1-d_2^2}}{d_2}, \tag{3-5}$$

式中　f_2——中波段最高端频率 1605 KHz；

Δf_2——两倍中频频率 930 KHz；

d_2——象频衰减(dB)数。

中频衰减与 Q_L 的关系：

$$Q_L=\frac{f_1}{2\Delta f_1}\cdot\frac{\sqrt{1-d_1^2}}{d_1}, \tag{3-6}$$

式中　f_1——中波段最低端频率 525 KHz；

Δf_1——最低端频率与中频频率的差值($\Delta f_1=525\,\text{KHz}-465\,\text{KHz}=60\,\text{KHz}$)；

d_1——中频衰减(dB)数。

由(3-5)、(3-6)两式可知，Q_L 值愈大，镜象抑制比和中抗比愈好。但这与通频带对 Q_L 值的要求是矛盾的，所以设计天线输入回路时，有载 Q_L 值的增大与减小是一个很重要的问题。应根据采用多大 Q 值的要求，线圈大小的要求，选择磁性材料的要求，以及成本高低、功率大小等因素精心考虑。

例：以 $M_4-\phi\,10\times180\,mm$ 磁棒天线为例，计算中波段天线输入回路的参数。

(a) 磁棒有效高度h_{eff}

由(3-3)式得

$$h_{eff}=\frac{2\pi\cdot S\cdot N\cdot\mu_e\cdot F_m}{\lambda}\times 10^{-4}(米),$$

式中 $$S=\frac{\pi d^2}{4}=0.78\times 10^{-4}米^2;$$

$N=78$ 圈，根据调谐回路 L 值分段绕制而定；

$\mu_e=400$；

$F_m=1700$ 高斯；

$\lambda=\frac{c}{f}=\frac{3\times 10^8}{1000\times 10^3}=300(米)$，即计算频率为 1000 KHz 时的波长为 300 米。

则得

$$h_{eff}=\frac{2\times 3.14\times 0.78\times 10^{-4}\times 78\times 400\times 1700}{300}\times 10^{-4}$$

$$=0.87\times 10^{-2}(米)。$$

M_4——ϕ 10×180 mm 磁棒在不同频率时的有效高度：

600 KHz 时，$h_{eff}=0.52\times 10^{-2}$米；

1000 KHz 时，$h_{eff}=0.87\times 10^{-2}$米；

1500 KHz 时，$h_{eff}=1.3\times 10^{-2}$米。

(b) 灵敏度（以计算 1 MHz 时的灵敏度为例）

根据(3-2)式计算灵敏度，应先确定磁棒的 Q 值。磁棒的无载 Q 值可以通过实测，并得：$Q_0=140$。

有载 Q 值为

$$Q_L=\omega\cdot C_T\cdot R_T$$

式中： $$\omega=2\pi f=2\pi\times 1000\times 10^3\text{Hz};$$

$$C_T=C_{a2}=56\ \text{pF}(由统调计算确定);$$

$$R_T=x_L\,/\!/\,R_i'.$$

谐振阻抗： $x_L = Q_0\omega L$

$= 140 \times 6.28 \times 10^6 \times 320 \times 10^{-6}$

$= 281(\text{K}\Omega)$.

其调谐回路 L 值由统调计算确定($L = 320\ \mu\text{H}$)。

变频管用 3 DG 6 的输入阻抗：$R_i = 4\ \text{K}\Omega$。

天线线圈传输比选为 $n = 8$ 时，$R_i' = n^2 R_i = 256\ \text{K}\Omega$

所以，$R_T = x_L \,/\!/\, R_i' = 134\ \text{K}\Omega$

求得 $Q_L = 6.28 \times 10^6 \times 56 \times 10^{-12} \times 134 \times 10^3$

≈ 47.

按要求：信号噪声比 $S/N = 20\ \text{dB}$；

通频带 $\Delta f = 6\ \text{KHz}$；

噪声电平 $N_F = 10\ \text{dB}$；

调制度 $m = 30\%$；

绝对温度 $T_0 = 300°$；

波尔茨曼常数 $K = 1.36 \times 10^{-23}$ 焦耳/°K。

将上述各项代入(3-2)式求得 1000 KHz 时的灵敏度：

$$E_S = \frac{S/N\sqrt{4 \cdot K \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot x_L \cdot N_F}}{h_{eff} \cdot m \cdot \sqrt{Q_L}}$$

$$= \frac{20\sqrt{4 \times 1.36 \times 10^{-23} \times 300 \times 6 \times 10^3 \times 281 \times 10^3 \times 10}}{0.78 \times 10^{-2} \times 0.3 \times \sqrt{47}}$$

≈ 0.21 毫伏/米.

同理，读者可以自己计算各个频率点的灵敏度。

(c) 天线回路输出功率

由(3-4)式确定，即

$$p_{in} = 1.39\, f \cdot l \cdot S \cdot K' \cdot E_S^2 \cdot \mu_e \cdot Q_0 \cdot 10^{-11}$$

$$= 1.39 \times 1000 \times 10^3 \times 0.21 \times 0.78 \times 10^{-4} \times$$

$$\times 0.27\times(0.21\times 10^{-3})^2\times 400\times 140\times 10^{-11}$$

$$=0.1518\times 10^{-12}(\text{瓦})$$

采用 M_4——ϕ 10×180 mm 磁棒，在上述条件下，变频级得到的输入功率为 0.1518 微微瓦。这时候假定要求输出功率 200 毫瓦，那么收音机各级放大必须提供的总功率增益为

$$K_P=10\lg\cdot\frac{200\times 10^{-3}}{0.1518\times 10^{-12}}\approx 121\ \text{dB}.$$

（d）象频衰减和中频衰减

已求得磁棒天线有载 Q 值 $Q_L=47$，代入（3-5）式，求象频衰减：

$$\frac{f_2}{2\Delta f_2}\cdot\frac{\sqrt{1-d_2^2}}{d_2}=Q_L$$

$$\frac{1605\ \text{KHz}}{2\times 930\ \text{KHz}}\cdot\frac{\sqrt{1-d_2^2}}{d_2}=47$$

简化后得： $d_2=0.019$

化为 dB 数： $d_2=-34\ dB$.

将 $Q_L=47$ 代入(3-6)式，求中频衰减：

$$\frac{f_1}{2\Delta f_1}\cdot\frac{\sqrt{1-d_1^2}}{d_1}=Q_L$$

$$\frac{525\ \text{KHz}}{2\times 60\ \text{KHz}}\cdot\frac{\sqrt{1-d_1^2}}{d_1}=47$$

简化后得： $d_1=0.093$

化为 dB 数： $d_1=-21\ \text{dB}$.

经计算所得的象频衰减和中频衰减都能达到三级收音机的要求。

有关通频带与 Q_L 值的关系，将在中频放大级叙述。

2. 变 频 级

超外差式收音机变频级的作用，是将天线输入回路接收到的某电台的高频调幅信号转变为中频调幅信号（465 KHz 调幅信号），因此变频级必须具备振荡器和混频器两个部分。

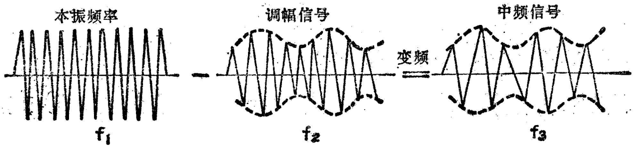


图 3-4 变频级频率变化

我们已经很熟悉图 3-4 所示的频率变化关系。当两种不同频率 f_1和 f_2同时加在非线性元件的输入端后， 在输出端将有 f_1、f_2、f_1+f_2、f_1-f_2，……等各种频率的输出。如果在输出端选用一个特定的谐振回路， 其 谐 振 频 率 是 $f_1-f_2=f_3=$ 465 KHz 时，那么就可以得到 465 KHz， 即 通常所说的中频频率，然后输送到下一级中频放大器去。图示 f_1就 是 变 频级里的振荡器产生的等幅频率(本振频率)；f_2就是被接收的某电台的无线电波的调幅频率。

变频级的组成有两种方式，一种是利用一只晶体管完成振荡和混频作用。这种电路的程式比较简单，用的晶体管及阻容元件少，成本低，一般收音机都选用这种电路， 如图 3-5(a)、(b)所示。(a)和(b)都是单只晶体管变频电路，其两 者 主要区别是振荡电压注入的方式不同，即(a)是基极注入，(b)是发射极注入。另一种是用两只晶体管，其中一只作混频器，一只作振荡器，由两只晶体管分别承担混频和本振工作，如图 3-5(c)所示。这种电路比较复杂，用的零件和晶体管多，成本较高，

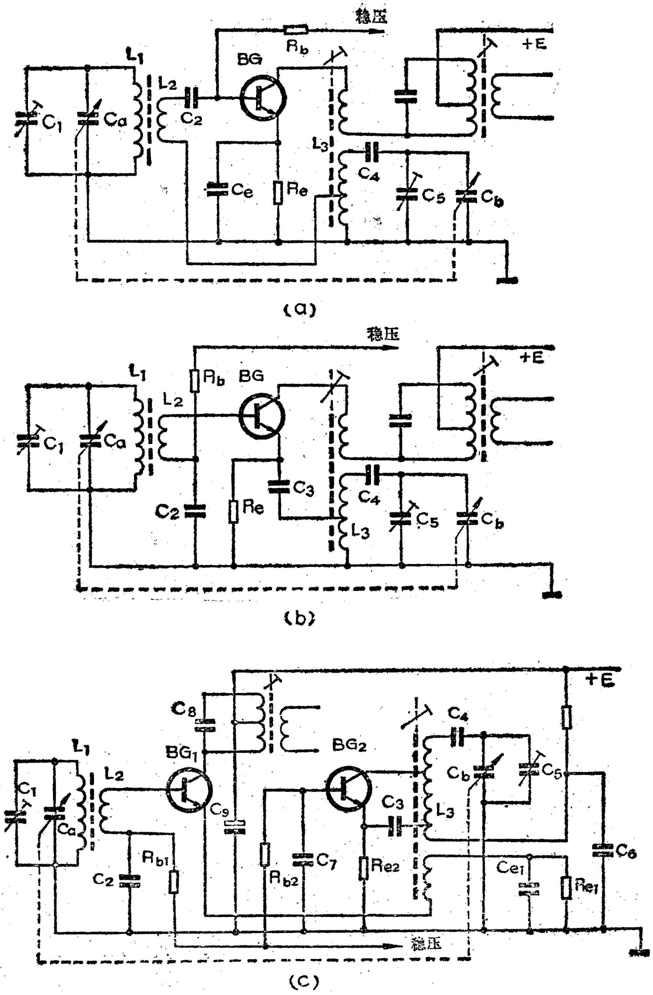

稳压
Rb
BG
L1
L2
C1
Ca
C2
Ce
Re
L3
C4
C5
Cb
+E
(a)
稳压
Rb
BG
L1
L2
C1
Ca
C2
Re
C3
C4
L3
C5
Cb
+E
(b)
C8
BG1
L1
L2
C1
Ca
C2
Rb1
C9
Rb2
C7
BG2
C3
Re2
C4
Cb
C5
L3
Ce1
Re1
C6
+E
稳压
(C)

图 3-5 变频电路

在多波段时，要求波段开关的接点多，体积就大，分布电容也大。但是这种电路的稳定性好。因为混频和振荡之间的牵制作用很小，所以通常在要求较高的收音机里采用，在三级和四级普及型收音机中较少见。

无论采用图 3-5 的哪一种形式，晶体管变频级电路都是利用晶体管特性曲线的非线性部分进行变频的。视图可知，它们都是利用晶体三极管的发射极和基极之间的“二极管”非线性的特性来实现变频的。

现在把图 3-5(*a*)、(*b*)简化成下面两种形式来分析。

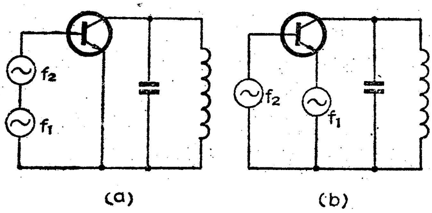


图 3-6　图3-5 (*a*)、(*b*) 的简化形式

(*a*) 图的本振振荡频率 f_1和信号频率 f_2，共同从基极注入变频管，是共发射极的工作状况。(*b*) 图的本振频率 f_1是从发射极注入，由于天线次级圈数很少，电感量很小，相当于短路接地，可以认为是共基极状态；而信号频率f_2是从基极注入，因为 C_3容量较大，振荡线圈抽头很低，相当于发射极接地，可以认为是共发射极的状态。

这两种电路工作在相同的频率时，(*a*)图比(*b*)图对晶体管的截止频率要求高些，因此，通常采用(*b*)图的变频方式。

(1) 变频级晶体管的选择

变频级里的晶体管是运用在高频状态。不论何种型号的晶体管，其功率增益和工作频率平方的乘积 $K_P f^2$是一个定值，并且有下列关系：

$$K_P f^2=\frac{f_T}{8\pi\cdot r_{bb}'\cdot C_{0b}}, \qquad (3\text{-}7)$$

式中　f——工作频率；

K_P——功率增益；

f_T——特征频率；

r_{bb}'——基极电阻；

C_{ob}——集电结电容。

因为 K_p 和 f^2 的乘积是个常数，若工作频率增加时，功率增益将下降；倘若工作频率增加到最高振荡频率 f_{max} 时，功率增益将下降到 $K_p=1$。因此，这时候的晶体管将没有功率增益，也不会产生振荡。

当 $f=f_{max}$，$K_p=1$ 时

从(3-7)式可得：

$$f_{max}=\sqrt{\frac{f_T}{8\pi\cdot r_{bb}'\cdot C_{0b}}}. \tag{3-8}$$

由(3-8)式可以看出晶体管在高频应用时的放大能力。

例 1：硅管 3 DG 6，3 DG 4 的 $f_T=150$ MHz

$r_{bb}'\approx 80\ \Omega$　　$C_{0b}\approx 4$ pF

将它们代入(3-8)式得：

$$f_{max}=\sqrt{\frac{150\times 10^6}{8\pi\times 80\times 4\times 10^{-12}}}$$

$$\approx 137(\text{MHz}).$$

例 2：锗管 3 AG 1 的 $f_T=25$ MHz.

$r_{bb}'\approx 100\ \Omega$　　$C_{0b}=7$ pF

将它们代入(3-8)式得：

$$f_{max}=\sqrt{\frac{25\times 10^6}{8\pi\times 100\times 7\times 10^{-12}}}$$

$$\approx 14(\text{MHz}).$$

从这两例说明，由于硅管 f_T 比锗管高，r'_{bb} 和 C_{0b} 比锗管低，用于同一高频放大回路时，选用硅管的放大能力比锗管的强。

按图 3-5(b)的变频级，选用硅晶体管 3 DG 6 作变频管时的功率增益，可以按下式进行粗略计算：

$$K_P=10\lg\frac{\beta^2\cdot R_0}{R_i}(\mathrm{dB}),$$

式中　β——选用 3 DG 6 的 $\beta=70$；

R_i——变频级输入考虑失配时阻抗为 4 KΩ；

R_0——变频级输出考虑失配时阻抗为 40 KΩ。

可求得变频级的功率增益，即

$$K_P=10\lg\frac{70^2\times 40}{4}\approx 47\ \mathrm{dB}.$$

上面计算的变频级增益值稍高了些，这是因为没有考虑其

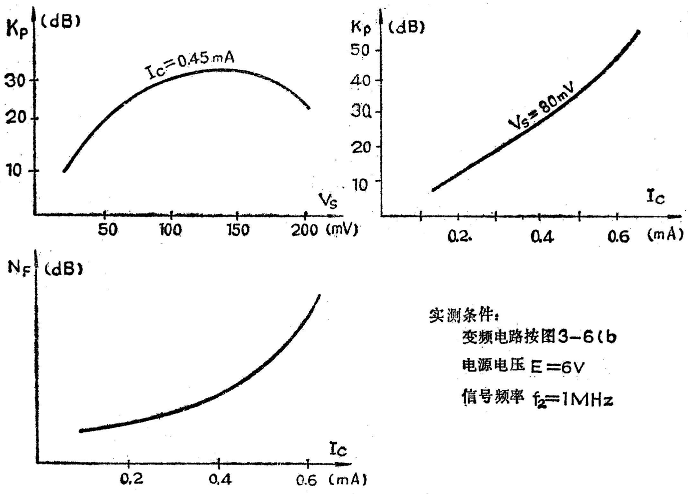


图 3-7　I_C、V_S、K_P、N_F 关系曲线

他一些因素的缘故。

从实验所得，硅管 3 DG 6、3 DG 4 用于变频级时，其集电极工作电流 I_c，本振电压 V_S、噪声系数 N_F、功率增益 K_P 之间的关系，即由图 3-7 所示。

从图 3-7 所示的一组曲线可看出，工作点 I_C 和振荡电压 V_S 选择恰当，功率增益和噪声才能兼顾。通过实验，3 DG 6 和 3 DG 4 作变频管时，选用 $I_C=0.4—0.5$ mA，$V_S=80$ mv 左右较为适合，并且这时实测的功率增益为 31 dB，基本符合整机增益分配的要求。

(2) 变频级的本振回路

以图 3-5(*b*)为例，变频级的振荡回路由 L_3、C_4、C_6、C_5 组成，它是可调谐的 LC 振荡电路。从 L_3 的抽头取出本振信号，并通过 C_3 注入 BG 管的射极，从而建立一个共基放大电路。同时，它依靠正反馈电路作用，使振荡增强。当反馈信号增大到一定程度，放大器工作在非线性区域，使振荡受到限制，达到平衡，而获得一定振幅的等幅信号。这是由于满足了相位和振幅平衡条件后才建立的振荡。

对收音机变频本振有两个要求，一是保证在覆盖范围内有均匀等幅振荡电压的输出；二是确保振荡频率的稳定度。

LC 振荡回路与晶体管的耦合强弱，都能影响振荡电压的大小和振荡频率的稳定。

硅晶体管 3 DG 6、3 DG 4 作为变频管时，当选取 LC 振荡回路的接入系数 $n_{ei}=0.05$，耦合系数 $m_{ci}=2\,n_{ei}$ 时，可以获得 60—80 mv 的振荡电压，并且在整个覆盖范围内的振荡电压比较均匀。

振荡电压的频率稳定度是指频率的相对变化，由$\frac{\Delta f}{f_0}$表

示。

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx \frac{f_0 - f}{f_0},$$

f_0 为本振基准频率，

f 为不稳定变化后的频率，

$\frac{\Delta f}{f_0}$愈小，频率稳定度愈高，一般用 10 的负次方表示，如：

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx \frac{f_0 - f}{f_0} = \frac{10\ \text{Hz}}{10^5\text{Hz}} = 10^{-4}$$

普及型收音机的$\frac{\Delta f}{f_0} = 10^{-3}$级就满足了。要提高频率稳定度，就得选择高Q值的 LC 调谐回路，这样可以减弱 LC 回路与变频管的耦合，从而减少晶体管参数变化对频率稳定度的影响。

当前振荡 LC 调谐回路的Q值都较高，因为Q⩾80 的 LC 回路在生产工艺上已没有什么困难，所以一般收音机变频级的频率稳定度是能提高的。同时，由于硅管收音机电路里都采用了稳定措施，本振频率的稳定度就可以做得较好，一般可达 10^{-4} 级水平。稳定度提高后，整机各项指标经例行试验后的水平可以相应提高。

（3）变频级的同步跟踪

设计收音机的变频回路，不仅要考虑以上所讨论的选管问题，功率增益问题、本振频率稳定问题，还应考虑变频回路的同步跟踪问题，它影响整个覆盖范围内灵敏度的指标优劣。

例如，中波段频率范围是 525 —1605 KHz，中间有 1080 KHz 的频带宽度。假如每个电台占用 20 KHz，那么在中波段

的频率范围内将要容纳 50 多个电台信号。要保证从低端到高端所接收的所有电台信号频率与本振频率，都保持相差 465 KHz。亦就是信号从 525 KHz—1605 KHz，本振从(525＋465) KHz—(1605＋465)KHz 的变化时，它们之间无论在那一点频率上，都应当相差一个中频频率。实际上这是很难做到的，因为两者的频率覆盖系数不同。

$$信号频率的覆盖系数=\frac{1605}{525}\approx 3；$$

$$本振频率的覆盖系数=\frac{2070}{990}\approx 2。$$

即使采用差容式双连，亦很难达到同步跟踪的准确无误。由于大都采用等容双连，因此必须在输入回路和本振回路分别增添 C_1、C_4 和 C_5 电容来补偿(见图 3-5)。并通过周密的调试，使误差不超过要求，这就是通常说的同步跟踪(或称统调)。

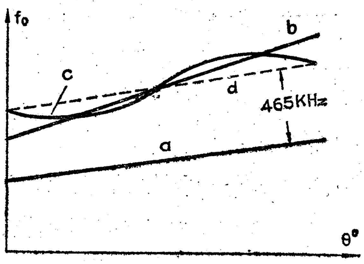


图 3-8 同步跟踪曲线

图 3-8 表示双联在不同位置的旋转角度 $\theta°$ 与谐振回路的谐振频率 f_0 之间的关系。

图中：a——输入调谐回路的频率变化曲线；

b——振荡回路(未统调前)的频率变化曲线；

c——统调后，实际同步跟踪情况；

d——理想同步跟踪情况(虚线所示)。

由图 3-8 可知，本振回路的频率变化最理想的一条曲线 d，始终与天线输入回路的调谐频率曲线 a，在整个覆盖范围内保

持平行，始终保持 465 KHz 的差频。

而实际情况，本振回路的频率变化曲线 b 与线 a 同步程度的好坏主要取决于双联的制造质量。为了使本振调谐回路频率变化曲线与输入调谐回路频率变化曲线各点之间接近同步，我们采用人工调试方法，校正线 b 与线 a 的平行程度，通过调试校正之后的线 b 变成曲线 c 那样，这就是实际同步情况。这样，基本上能满足在整个覆盖范围内灵敏度均匀一致的要求。

3．输入回路和振荡回路设计

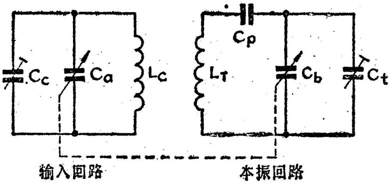


图 3-9

这里介绍一下一般性的变频输入调谐回路和本振回路的元件计算方法(亦称统调计算)。我们以图 3-6(b)为例。输入回路和本振回路分别用图 3-9 表示。

图中：LC——天线谐振回路电感；

C_C——跟踪调试用的微调电容；

L_T——本振谐振回路电感；

C_P——自然跟踪点的垫整电容；

C_t——覆盖调试用的微调电容；

C_a、C_b——双连可变电容器。

通常便携式、大号袖珍式收音机都采用等容薄膜双连可变电容器，其 $C_a=C_b$；而微型机、小号袖珍式收音机因体积小，都采用小型差容薄膜双连可变电容器，其 $C_a>C_b$；台式收音机体积大，通常采用空气双连可变电容器。

收音机常用的国产双连可变电容器的型号规格如表三所

示。

表三

型号	容量 (pF)		损耗角正切值	绝缘电阻 (MΩ)	抗电强度 (V)	备注
	最大	最小				
CBG-2 X-270	273	<7	<0.002	>100	DC 50	固体介质
CBG-2 C-60	127/60	4/3.5	<0.002	>100	DC 50	固体介质
CBL-2-365	365	<12		>100	DC 50	空气介质
CBL-2-465	465	<12		>100	DC 50	空气介质

设计时，如选用差容式双连，应预先测量差容可变电容器的旋转角度 θ° 与容量 C 的关系曲线，以便供计算用。如图 3-10 所示。

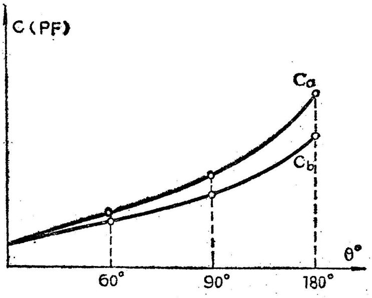


图 3-10 θ°-C 曲线

（1）输入回路的元件计算

以中波为例，频率范围不狭于 525 KHz—1605 KHz。收音机在实际调试中，频率范围要求宽一些，高端、低端都有 2% 的余量，因此实际的计算频率范围是：

$$f_{min}=f_{低}(1-2\%)=525\text{ KHz}(1-2\%)\approx505\text{ KHz};$$

$$f_{max}=f_{高}(1+2\%)=1605\text{ KHz}(1+2\%)\approx1640\text{ KHz}.$$

调谐回路选用的双连可变电容器的最大容量 C_{max} 和最小容量 C_{min}，可查表三。

根据已知条件可以进行下列各项计算：

（a）求波段覆盖系数K的平方值

$$K^2=\frac{f^2_{max}}{f^2_{min}} \tag{3-9}$$

（b）求输入电路的C_C值

我们熟知谐振回路的谐振频率f与回路LC的关系式为：

$$f^2=\frac{1}{4\pi^2LC}。$$

此式计算单位：f——赫(Hz)，L——亨利(H)，C——法拉(F)，但是收音机计算时，通常使用的单位是f——兆赫(MHz)，L——微亨(μH)，C——微微法(pF)。因此谐振频率的计算单位选用常用单位后，谐振频率的表示方法为：

$$f^2=\frac{25330}{LC}$$

波段高端频率平方值为：

$$f^2_{max}=\frac{25330}{L_C(C_C+C_{amin})}$$

波段低端频率平方值为：

$$f^2_{min}=\frac{25330}{L_C(C_C+C_{amax})}$$

则
$$K^2=\frac{f^2_{max}}{f^2_{min}}=\frac{C_C+C_{amax}}{C_C+C_{amin}}$$

简化后得：

$$C_C=\frac{C_{amax}-K^2C_{amin}}{K^2-1}(\text{pF}) \tag{3-10}$$

C_C包括杂散电容（线圈本身电容、布线电容等）一般为10 pF左右，所以C_C的计算值并不就是微调电容值，应该减去杂散电容。

（c）输入回路天线线圈电感L_C值

$$L_C=\frac{25330}{f_{\min}^2(C_C+C_{\mathrm{amax}})}(\mu\mathrm{H}) \tag{3-11}$$

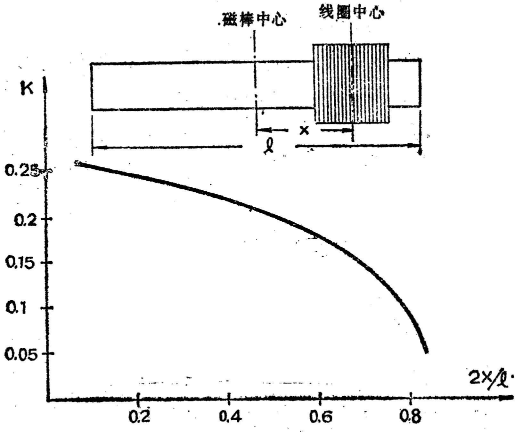


图 3-11 K-$2x/l$ 关系曲线

(d) 天线线圈圈数计算

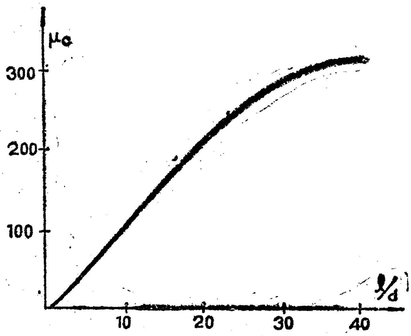


图 3-12 μ_C-l/d 关系曲线

天线线圈的圈数与线圈在磁棒上的位置、与磁棒长度 l 和磁棒直径 d 的比值、与磁棒导磁率等因素有关。如图 3-11 和 3-12 所示。

天线圈数可以通过下面的粗略计算，再进行实验确定准确数据。

初级圈数：
$$n_1=\sqrt{\frac{250\,L_C\cdot T_C}{\pi\cdot S\cdot K\cdot\mu_C}} \tag{3-12}$$

式中　L_C——所需电感量(μH)；

T_C——线圈长度(cm)；

S——线圈截面积(cm^2)；

K——根据线圈在磁棒上位置决定的参数，由图 3-11 查得。

μ_C——磁棒中心的导磁率，由图 3-12 查得。

次级圈数：

$$\frac{n_2}{n_1}=\sqrt{\frac{R_i}{x_L}}$$

$$n_2=n_1\sqrt{\frac{R_i}{x_L}},$$

式中 R_i——变频级输入阻抗，通常用阻抗代替法测量可得；

x_L——接收频率的谐振阻抗，$x_L=Q_0\omega L=Q_0 2\pi fL$，$f$ 取低端频率(中波段取 $f=0.6$ MH$_Z$，短波段取 $f=4$ MH$_Z$)。

(2) 振荡回路的元件计算

计算振荡回路的元件，必须先确定三个跟踪频率：f_1、f_2、f_3。这里以中波段为例。

$$f_2=\frac{f_{max}+f_{min}}{2}=\frac{1605\ \text{KH}_Z+525\ \text{KH}_Z}{2}\approx 1\ \text{MH}_Z;$$

$$f_1=f_2-\frac{\sqrt{3}}{4}(f_{max}-f_{min})$$

$$=1000\ \text{KH}_Z-\frac{\sqrt{3}}{4}(1605-525)\text{KH}_Z\approx 0.6\ \text{MH}_Z;$$

$$f_3=f_2+\frac{\sqrt{3}}{4}(f_{max}-f_{min})$$

$$=1000\ \mathrm{KH_Z}+\frac{\sqrt{3}}{4}(1605-525)\mathrm{KH_Z}\approx 1.5\ \mathrm{MH_Z}.$$

对应于统调点 f_1、f_2、f_3 的C_a(pF)分别为：

$$C_{a1}=\frac{25330}{L_c\cdot f_1^2}-C_c;$$

$$C_{a2}=\frac{25330}{L_c\cdot f_2^2}-C_c;$$

$$C_{a3}=\frac{25330}{L_c\cdot f_3^2}-C_c。$$

采用等容双连时，$C_a=C_b$，所以对 应于统 调 点 f_1、 f_2、 f_3 的 C_b 分别为 $C_{b1}=C_{a1}$、$C_{b2}=C_{a2}$、$C_{b3}=C_{a3}$。

采用差容双连时，首先测量并绘制类似图3—10 的（$Q°$—C)曲线，分别查找对应于 C_{a1}、C_{a2}、C_{a3} 的C_{b1}、C_{b2}、C_{b3} 值。

(a) 确定四个辅助参数

$$m_1=\frac{(f_3+f_{np})^2}{(f_1+f_{np})^2}=\left(\frac{f_{z3}}{f_{z1}}\right)^2;$$

$$m_2=\frac{(f_2+f_{np})^2}{(f_1+f_{np})^2}=\left(\frac{f_{z2}}{f_{z1}}\right)^2;$$

$$l=\frac{1-m_1}{1-m_2};$$

$$n=\frac{C_{b3}-C_{b1}}{C_{b2}-C_{b1}}.$$

式中 $f_{np}=0.465\ \mathrm{MH_Z}$，即中频频率。

(b) 求振荡回路电容 C_t、C_p 值

$$C_t=\frac{C_{b3}(l-1)-C_{b1}(n-1)}{n-l}(\mathrm{pF})$$

$$C_p=\frac{C_{b1}+C_t}{\dfrac{n-l}{(n-1)\cdot(1-m_1)}-1}(\mathrm{pF}).$$

(c) 求振荡回路电感 L_T 值

$$L_T=\frac{C_{b2}+C_t+C_p}{4\pi^2\cdot f_{z2}^2\cdot(C_{b2}+C_t)\cdot C_P}(\mu\text{H}).$$

(d) 确定圈数

如图 3-13。$N_{1-3}=\text{K}_b\sqrt{L_T}$，

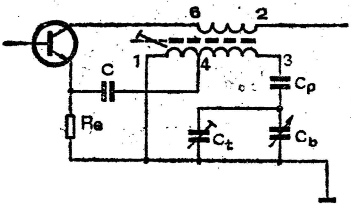


图 3-13 振荡电路

K_b——根据磁芯导磁率和磁芯结构确定的参数。选用 10 型(10×10×13)-M_4-I 字磁芯，$\text{K}_b=6.8$ 左右。

$N_{1-4}=n_{ei}\cdot N_{1-3}$，

$N_{6-2}=m_{ci}\cdot N_{1-3}$，

式中 n_{ei}——振荡回路接入到发射极回路中的接入系数。

m_{ci}——振荡回路和集电极回路之间的耦合系数。

当 $n_{ei}=0.05$，$m_{ci}=2\,n_{ei}$ 时，回路为最佳工作状态，即在覆盖范围内输出稳定的等幅振荡电压。

4. 变频级的附加电路

根据需要，变频级经常选用几种附加电路。这里介绍四种常用的附加电路。

(1) 本地、远程开关

收音机在中放即使两次采用 AGC 电路， 仍然不能满意地抑制过强信号。因之，我们可以通过“本地、远程开关”进行人工控制。当收听本地强信号电台广播时，利用一个拨动开关，在变频级输入端（天线线圈次级回路）并接一个 100 Ω 左右的电阻，使输入回路 Q 值降低，并产生分流作用，使输送给变

频级的信号减小，这时通频带变宽，音质也能改善。

反之，在收听远地弱信号时，将“开关”复原，收音机的灵敏度等指标仍然恢复原样。

(2) 短波提升器

图 3-14 所示，在短波段时，由于C_2容量较小，一般为 2000 pF 左右，它对中频 465 KHz 呈现一定的阻抗，所以对中频就有一定量的负反馈损失。

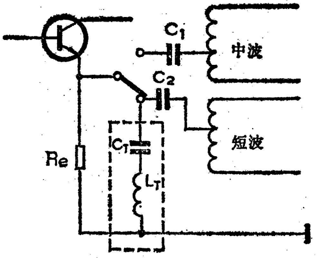


图 3-14 短波提升器

用 $L_T C_T$ 组成的串联谐振回路，在设计时使谐振频率正好为 465 KHz，因此在中频 465KHz 时它的阻抗最小，相当于短路，减少了负反馈，提高了增益。如图 3-14 虚线框内所示。

考虑到不影响振荡频率，取 $C_T=680$ pF，$L_T=\dfrac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_T}$ ≈ 173(mH)较为合适。

(3) 频率微调

由于袖珍式、便携式收音机的体积较小，加装短波段后，波段的刻度范围受体积限制不能展宽，所以调谐指针每移动 1-2 mm，就有几十千赫的频率变化，选台很不方便，应当加装频率微调。

一般频率微调安置在本振回路，有两种连接方式，效果相仿，见图 3-15(a)、(b)。

虚线框内就是微调装置，图(a)所示，由一固定电容 C_k' 和微

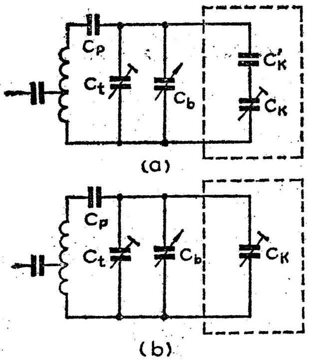


图 3-15 频率微调

调电容 C_k 串联组成。串联后最大容量小于 1.5 pF，其 $C_k'=2-3$ pF，$C_k=1-3$ pF 为可调式电容。

图(b)所示，C_k 微调电容直接并联在振荡槽路里，$C_k=1-3$ pF 为可调式电容器。

(4) 谐波变频电路

为了缩小体积，降低成本，在具有两个短波时；只用一个短波振荡线圈。以不同的垫整电容 C_p 和 C_p' 获得短波 I 和短波 II 所需的本振频率。见图 3-16。

一般用本机振荡的基波作短波 I 的本机振荡，基波的二次谐波作为短波 II 的本机振荡。C_p 和 C_p' 的大小可模拟统调计算中的方法求得。

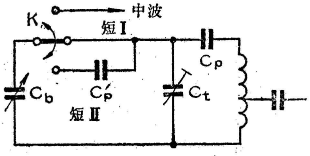


图 3-16 短波本振倍频

关于输入回路的计算实例，可参阅后边收音机设计实例的计算。

四、中频放大级

中频放大级是超外差式收音机的通频带特性和增益的重要承担者。它直接影响到绝对灵敏度、选择性、带宽及增益自动控制等特性指标。所以正确的设计中频放大级，是保证整机具有良好性能的关键。

在拟定整机方案时，对中频放大级有一定的增益要求，这个要求通常是采用两级放大电路来满足的。

中频放大器线路，实际是一个具有一定通带宽度的选频放大器。超外差式收音机，从磁性天线接收到的高频信号，经变频后，由中频放大器将中频信号选出并加以放大，然后送往下级检波部分。

超外差式收音机的中频放大器，有单调谐和双调谐两种。它们都是利用 LC 并联谐振回路的特性，在集电极负载上取得中频信号，并通过变压器耦合方式传递给下一级。因此在分析和讨论中频放大器的电路时，首先来讨论并联谐振回路的特性。

1．并联谐振回路特性

(1) 谐振频率 f_0

当 LC 并联回路固有的谐振频率 f_0 与外来信号频率 f 相等，将产生谐振，它们的谐振频率由下式决定：

图 4-1(a) $\omega_0=\dfrac{1}{\sqrt{L\cdot C}}$，$f_0=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L\cdot C}}$.

图 4-1(b) $\omega_0=\frac{1}{\sqrt{(L_1+L_2)C}}$，$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2)C}}$。

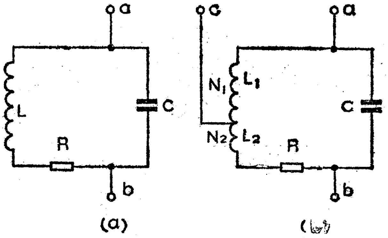


图 4-1 两种 LC 并联谐振回路

(2) 谐振回路品质因素 Q 值

Q 值的高低，直接影响频率特性曲线的形状，因此 Q 值是中频放大器的重要指标。而回路 Q 值的高低是由组成回路元件的品质来决定的。

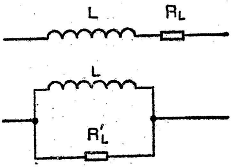


图 4-2 电感的 Q 值

如电感线圈 L 的 Q 值，有两种表示方式(以图 4-2 所示)：

一种是串联表示法，即

$$Q_L=\frac{\omega L}{R_L};$$

一种是并联表示法，即

$$Q_L=\frac{R'_L}{\omega L}.$$

式中 R_L 表示串联损耗电阻；R'_L 表示并联损耗电阻。

在实际应用时，用串联损耗电阻表示的方式来分析电路较为广泛。

又如电容器 C 的 Q 值亦有两种表示方式，图 4-3 所示。

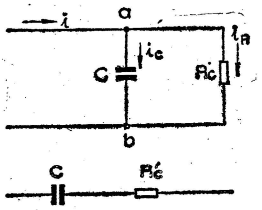


图 4-3 电容的Q值

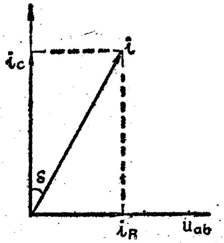


图 4-4 损耗角正切值

一种是并联表示法，即

$$Q_C = \omega \cdot C \cdot \mathrm{R}_C;$$

一种是串联表示法，即

$$Q_C = \frac{1}{\omega \cdot C \cdot \mathrm{R}'_C}.$$

式中 R_C 为电容器的并联损耗电阻；R'_C 为电容器的串联损耗电阻。

通常表示电容器的损耗是用损耗角正切值 tgδ 表示。如图 4-4 所示。

流过电容器的电流 i_C 比加在电容器两端的端电压 u_{ab} 要超前 90°，而流过电阻的电流与加在电阻两端的端电压是同相位。

损耗角则为 δ，其正切值为

$$\mathrm{lg}\delta = \frac{i_R}{i_C} = \frac{u_{ab} \cdot \frac{1}{\mathrm{R}_C}}{u_{ab} \cdot \omega C} = \frac{1}{\omega C \mathrm{R}_C}.$$

由 $Q_C = \omega C \mathrm{R}_C$，

得出：$\mathrm{lg}\delta = \frac{1}{Q_C}$.

由上式可知：lgδ 愈小 Q_C 愈大，表示电容器的损耗愈小。

这样我们可以找出谐振回路 Q 值与电感线圈的 Q_L 及电容器的 Q_C 关系。

谐振回路 Q 值：

$$Q=\frac{1}{\frac{1}{Q_L}+\frac{1}{Q_C}}=\frac{Q_L\cdot Q_C}{Q_L+Q_C}.$$

上式表示，谐振回路的 Q 值比单个元件的 Q 值要小。实践表明，LC 谐振回路中电容器损耗比电感线圈的损耗要小得多，即 $Q_C \gg Q_L$。

所以，谐振回路 Q 值可用下式表示：

$$Q=\frac{\omega_0\cdot L}{R}.$$

式中 ω_0——谐振角频率；

L——谐振回路电感；

R——谐振回路等效损耗电阻。

(3) 谐振阻抗 Z 与谐振频率 f_0 的关系

图 4-1 并联谐振回路的阻抗在谐振时为最大，即

$$Z=Q\cdot\omega_0\cdot L=\frac{Q}{\omega_0\cdot C}。$$

因为

$$Q=\frac{\omega_0 L}{R}=\frac{1}{\omega_0\cdot C\cdot \mathrm{R}},$$

所以又可表示： $Z=(\omega_0 L)^2\frac{1}{R}=\frac{1}{(\omega_0 \mathrm{G})^2}\cdot\frac{1}{R}.$

这是在谐振频率 f_0 时的阻抗。

当信号频率偏离谐振频率 Δf 时，回路阻抗为：

$$Z'=\frac{Z}{\sqrt{1+\left(Q\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}},$$

或 $$\frac{Z'}{Z}=\frac{1}{\sqrt{1+\left(Q\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}}. \tag{4-1}$$

按(4-1)式可绘出图 4-5 所示的曲线图。

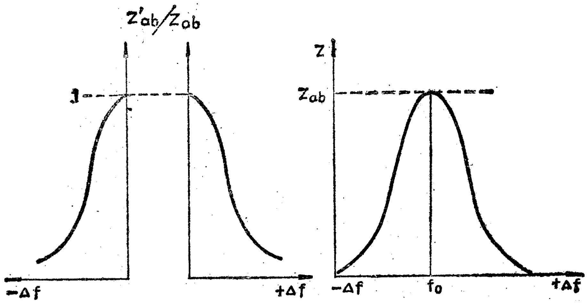


图 4-5 并联谐振回路、阻抗频率特性

当 $\Delta f=0$，即 $f=f_0$，外加信号频率等于谐 振 频率时，回路等效阻抗最大，即 $Z'=Z$。

而外加信号频率 f 大于或小于谐振频率 f_0 时，回路等效阻抗减小，即 $Z'\downarrow$。当 $|\Delta f|\uparrow$ 愈大，$Z'\downarrow$ 愈大。

图 4-1 中有抽头的并联谐振回路：

$$谐振频率\ f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2)C}} \tag{4-2}$$

$$谐振阻抗\ Z_{cb}=(\omega_0 L_2)^2\frac{1}{R},$$

$$\frac{Z_{cb}}{Z_{ab}}=\frac{(\omega_0 L_2)^2\frac{1}{R}}{[\omega_0(L_1+L_2)]^2\cdot\frac{1}{R}}=\frac{L_2^2}{(L_1+L_2)^2}=\frac{1}{n^2},$$

即 $$Z_{cb}=\frac{1}{n^2}\cdot Z_{ab}.$$

同时 $$\frac{Z_{cb}}{Z_{ab}}=\left(\frac{N_2}{N_1+N_2}\right)^2,$$

所以 $$Z_{cb}=\left(\frac{N_2}{N}\right)^2\cdot Z_{ab}=\frac{1}{n^2}Z_{ab}. \tag{4-3}$$

式中 N——为电感线圈总圈数($N=N_1+N_2$)；

n——为圈数比，$\left(n=\frac{N}{N_2}\right)$。

由于 Z_{cb} 与 Z_{ab} 是正比关系，所以 $Z_{cb}\sim f_0$ 关系亦与(4-1)式相同，即

$$\frac{Z'_{cb}}{Z_{cb}}=\frac{1}{\sqrt{1+\left(Q\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}} \tag{4-4}$$

因此谐振曲线的特性亦与图 4-5 相仿。

以上所讨论的是空气芯电感线圈并联谐振回路情况，而晶体管收音机的中频放大器里，并联谐振回路的电感线圈都是带有磁芯的，如图 4-6 中的 N_1 和 N_2 线圈。由于 N_1 和 N_2 绕在同一个磁芯上，必须考虑互感，即 $L=L_1+L_2+2M$。

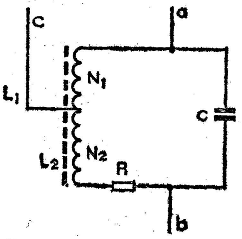


图 4-6 带磁芯的 LC 并联谐振回路

其谐振频率和谐振阻抗用下式表示。

谐振频率：

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2+2M)C}}.$$

谐振阻抗：

$$\frac{Z_{cb}}{Z_{ab}}=\frac{(L_2+M)^2}{(L_1+L_2+2M)^2}=\frac{1}{n^2},$$

$$n=\frac{L_1+L_2+2M}{L_2+M}.$$

由于互感 M 的计算比较繁杂， 并且计算的准确性较差。这样，根据不够精确的互感计算使回路的电感值就更不准确。因此在实际工作中，用直接测量的方法测出L值，按（4-2）式求得谐振频率。同理，(4-3)式和(4-4)式亦可以用于具有磁芯的并联谐振回路。

2．中频放大管的等效电路及增益

中频放大器的工作频率比较高，由于晶体管的集电结电容而引起内部反馈，使中放工作不稳定，甚至产生自激，而且计算过程也比较复杂，所以用锗管作中频放大时，必须采取抵消晶体管内部反馈的措施，在计算方面也可以简化。通常是采用中和电路的方法抵消内部的反馈，这样可认为晶体管是单向化了。而利用硅管作中频放大时，由于硅管的集电结电容较小，同时随着晶体管器件制造工艺的不断改进，硅管的高频性能不断提高，因此硅管可以不采用中和措施，就可以认为是单向化了。这样理论计算就简单多了。

我们根据中频放大回路的元件都是并联形式的特点，可以选用“Y参数等效电路”进行分析较为方便。

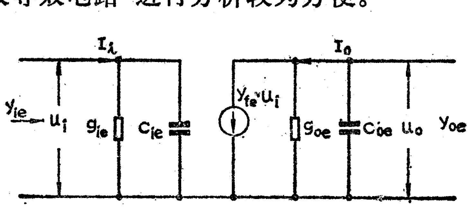


图 4-7　中放晶体管等效电路

图 4-7 就是图 4-8 中频放大器用的晶体管接成共发电路时的等效电路，它的输入阻抗和输出阻抗可以用“y”参数表示。

输入阻抗的倒数$\frac{1}{Z_i}$就是输入导纳 y_{ie}，即

$$y_{ie}=\frac{1}{Z_i}=g_{ie}+j\omega C_{ie}.$$

输出阻抗的倒数$\frac{1}{Z_0}$就是输出导纳 y_{0e}，即

$$y_{0e}=\frac{1}{Z_0}=g_{0e}+j\omega C_{0e}.$$

式中　g_{ie}——输入电导；C_{ie}——输入电容；

g_{0e}——输出电导；C_{0e}——输出电容。

此等效电路的增益用“Y”参数表示时为

$$K_p=\frac{|y_{fe}|^2}{4g_{ie}\cdot g_{0e}}. \tag{4-5}$$

式中的 y_{fe} 是晶体管的正向传输导纳。

在工程计算中，由于 y_{fe}、g_{ie}、g_{0e} 参数分别与晶体管的扩散电阻 r_{bb}，发射结电阻 r_{be}，集电结电容 C_{0b}，发射结电容 C_{be}、特征频率 f_T 等有关，所以计算繁杂，误差也较大。

同时“y”参数在工作频率<2 MHz 时，基本不受频率变化的影响，因此一般都通过专用仪器的测量，测出设计中所需要的高频电导参数，再进行粗略计算。

我们所选定的两级中频放大器，将包括三组调谐回路（三只中频变压器），如图 4-8 所示。每组调谐回路都有插入损耗，因此中频放大器（两级）的总增益还必须包括插入损耗。因此

$$K_{pmax}=K_{p1}+K_{p2}-(\sim)B_L.$$

式中 B_L 为每组调谐回路的插入损耗。

如果第一组调谐回路损耗已折算到变频级，则上式中应减

去 2 B_L，如果都在中放级考虑时，则减去 3 B_L。

3．中频放大器电路的通频带和选择性

对一个稳定可靠的中频放大电路，它不仅增益要满足整机灵敏度的要求，而且通频带和选择性亦必须符合要求。

典型的中频放大器单调谐电路如图 4-8 所示。

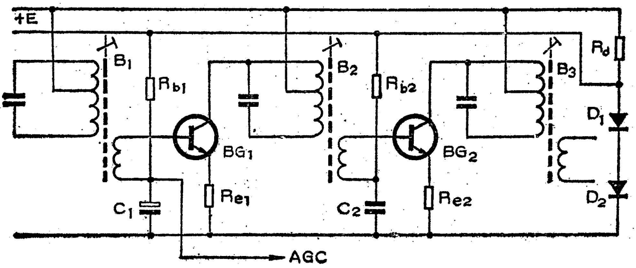


图 4-8　中频放大电路

图中 B_1、B_2、B_3 为中频变压器，BG_1、BG_2 分别为第一、二级中频放大管，中放级偏压源是由两只硅二极管（通常用 2 CP 6）稳压后，提供 1.2V—1.3V 左右的电压。

经变频后的中频信号，不是单一的频率信号，而是占有一定宽度的频带。调幅广播通常需要 20 KC 的带宽，中心频率为 $f_0=465$ KH_z 时，信号频率将占有 455—475 KHz 的宽度。因此，要求中频放大器对这个带宽范围内的信号都能进行同等的放大。同时还要求对带宽范围之外的信号不予放大。前者就是要求的通频带，后者就是要求的选择性。理想的中频放大器频率响应如图 4-9 中曲线 a 所示。

频响曲线 a 是矩形，其矩形系数 $K_r=1$，是一种理想情况，而实际上中频放大器频响曲线的矩形系数总是大于 1 的。

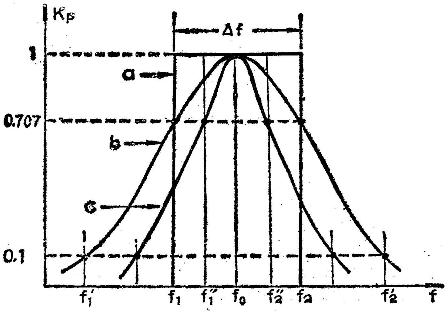


图 4-9 中频放大器频响曲线

象曲线 b 那样，它的矩形系数由下式表示：

$$K_r=\frac{\text{增益的 0.1 倍时的带宽}}{\text{增益的0.707倍时的带宽}}=\frac{f'_2\sim f'_1}{f_2\sim f_1}>1$$

当矩形系数 K_r 值愈接近于1时，选择性愈好，而通频带愈窄。如曲线 c 所示，它的抗邻近电台干扰的能力强了（即选择性好），但是它的通频带变窄了。$f''_2\sim f''_1$ 的带宽 $<f_2\sim f_1$ 的带宽。可见通频带和选择性是一对互相矛盾的指标，设计时必须双方兼顾。

中频放大器的通频带和选择性的好坏，主要决定于中频的 LC 谐振回路的有载 Q_L 值。前面对谐振回路的特性进行了分析，对它已有了一些认识。现将 LC 谐振回路接入电路后，其有载 Q_L 值又如何呢？

如前所述，硅管的集电极电容 C_{0b} 很小（一般 $C_{0b}<4\text{pF}$），可以认为中频放大管无内部反馈。我们将中频放大电路简化成“y”参数等效电路来分析讨论有载 Q_L 值。其等效电路如图 4-10 所示（为便于分析，不考虑自动增益控制）。

图中：总电容 $C=C_0+C_{0e1}+C_{ie2}$；总电导 $g=g_0+g_{0e1}+g_{ie2}$。

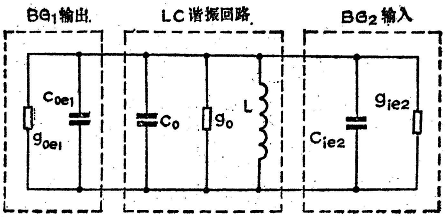


图 4-10　等效电路

由此可见，由于晶体管输入、输出的电导和电容的影响，*LC* 谐振回路的总电导和总电容增大了，损耗也增加，因此将 *LC* 谐振回路接入电路后，有载 Q_L 值将受晶体管的影响而减小。

根据式(4-1)，我们可以求得单级调谐放大器的增益与 Q_L 及频率的关系。

$$\frac{K'_V\text{-偏离中心频率 } f_0 \text{ 时增益}}{K_V\text{-谐振于 } f_0 \text{ 时增益}}=\frac{1}{\sqrt{1+\left(Q\dfrac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}}.\quad(4\text{-}6)$$

上述的关系，我们可以用图 4-11 表示。

图中曲线 *a* 的 Q_L 小于曲线 *b* 的 Q_L，它告诉我们，当 Q_L ↑—通频带↓—邻近频率的增益↓—选择性↑。

通频带指的是失谐增益下降 3 dB(0 .707 倍)时的频带宽度，即

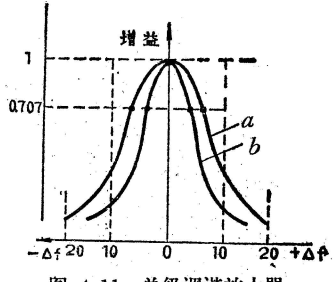


图 4-11　单级调谐放大器增益曲线

$$\frac{K_V'}{K_V}=\frac{1}{\sqrt{1+\left(Q_L\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}}=\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}=0.707,$$

由此 $$\varepsilon^2=\left(Q_L\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2=1.$$

式中 ε 为失谐系数，当增益下降 3 dB 时 $\varepsilon=1$。

$$\text{所以通频带 } A=2\Delta f=\frac{\varepsilon f_0}{Q_L}. \tag{4-7}$$

选择性指的是偏离中心频率 Δf 时的衰减量（调幅广播规定中心频率为 465 KHz，偏离中心频率为±10 KHz时）。

得选择性为

$$S=10\lg\frac{1}{1+4\frac{\Delta f^2}{f_0^2}\cdot Q_L^2}. \tag{4-8}$$

最后结果为负值时表示衰减。

4. 中频放大级增益及 LC 回路的损耗

(1) 中放增益

在图 4-7 的中放管等效电路中加进等效的 LC 谐振回路后，就是图 4-12 所示的一级中频放大器的等效电路。

由式(4-5)所示， $K_p=\frac{|y_{fe}|^2}{4g_{ie}g_{0e}}$，此式没有考虑$LC$谐振回路的插入损耗，所以不是一级中频放大电路的总增益。在一级中放电路里还必须考虑回路里的阻抗匹配问题。LC 谐振回路用抽头变压器耦合的方式，就是为了阻抗匹配，使负载 g_L 折反到初级后的总电导 g_L' 与初级的总电导 g_{0e}' 匹配，这样才能获得最大功率增益。

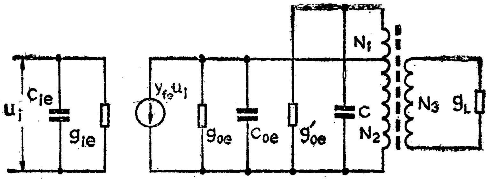


图 4-12 一级中放等效电路

当不考虑 LC 谐振回路的损耗时

$$g'_L=\left(\frac{N_3}{N}\right)^2 g_L,\quad g'_{0e}=\left(\frac{N_2}{N}\right)^2 g_{0e},$$

$$N=N_1+N_2.$$

因此阻抗匹配条件是

$$\left(\frac{N_3}{N}\right)^2 g_L=\left(\frac{N^2}{N}\right)^2 g_{0e},\quad 即\ g'_L=g'_{0e}.$$

所以阻抗匹配时，一级中频放大器的增益（不包括 LC 回路损耗）为

$$K_{p1}=\frac{|y_{fe}|^2}{4\,g_{ie}\,g'_{0e}} \quad 或 \quad K_{p1}=\frac{|y_{fe}|^2}{4\,g_{ie}\,g'_L}. \tag{4-9}$$

从上面的计算得知，中频放大器的各级之间，如果阻抗匹配得很好，可以获得最大增益。但是，由于硅管 3 DG 6、3 DG 4 等，还存在较小的 C_{0b} 电容，虽然它比锗管的 C_{0b} 小得多，但由于硅管中放电路取消了中和措施，因此多少存在着放大不稳定因素，级与级之间的影响仍然存在，这将带来多级调谐回路的调试困难。选择性曲线也将变形，最后不能真正获得最大的增益。

在实际应用时，我们故意使输入、输出端阻抗失配。在输出端，使负载阻抗（后一级的输入阻抗）远小于本级的输出阻抗。在输入端，使前级的输出阻抗增大，也就是把信号源的阻

抗加大。这种故意失配，可以使本级的放大受两端阻抗变化的影响比起匹配状态对本级的放大受两端阻抗变化的影响大大减小，从而增加了中放电路的稳定性。

为了减小因失配而造成的增益的过多降低，在级间的调谐回路里安排适当的阻抗变换作用，即采取改变中频变压器调谐回路电感线圈抽头的方式，使放大器增益不致减小太多。

(2) 谐振回路损耗

LC 谐振回路在工作时本身也消耗功率。如图 4-13 所示，信号源 E 所提供的功率为

$$p_0=\frac{E^2}{4Z_0}.$$

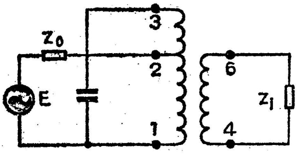


图 4-13 中频变压器

由于 LC 谐振回路的空载 Q_0 值不可能无限大，所以在谐振时呈现一个有限的谐振阻抗，传递到次级的功率 p_i 小于 p_0。

经中频传输后的功率：$p_i=\dfrac{E^2}{4Z_0}\left(1-\dfrac{Q_L}{Q_0}\right)^2$

所以每组调谐回路的插入损耗为

$$B_L=10\lg\frac{p_i}{p_0}=10\lg\left(1-\frac{Q_L}{Q_0}\right)^2$$

$$=20\lg\left(1-\frac{Q_L}{Q_0}\right). \qquad (4\text{-}10)$$

因此两级中频放大器的最大增益为

$$K_{p\max}=K_{P1}+K_{P2}-2B_L.$$

我们选用图 4-8 为例，计算一下两级单调谐中频放大器的增益，要求由 3 DG 6 作为放大管的两级中频放大器增益大于 60 dB。

首先根据第一中放管 BG_1 和第二中放管 BG_2 的工作条件测量 3 DG 6 管的 y 参数如下：

BG_1 测量条件为 6 V 0.4 mA 时，

正向传输导纳：$y_{fe1}=21\ m℧$；

输出电导：$g_{0e1}=39\ \mu℧$；

输入电导：$g_{ie1}=240\ \mu℧$。

BG_2 测量条件为 6 V 0.7 mA 时，

正向传输导纳：$y_{fe2}=34\ m℧$；

输出电导：$g_{0e2}=45\ \mu℧$；

输入电导：$g_{ie2}=380\ \mu℧$。

这里说明一下关于 y 参数与 h 参数问题，原则上 y 参数和 h 参数可以互相转换。h 参数是在 1 KH$_z$ 测试，y 参数是在 2 MHz 测试。由于用 y 参数分析和计算中频放大器比较方便，所以这里以 y 参数为例。

根据 BG_1 和 BG_2 测得的 y 参数，按(4-5)式分别计算晶体管的最大功率增益。

$$K_{P1}=\frac{|y_{fe1}|^2}{4\,g_{ie1}g_{0e1}}=\frac{21^2\times10^{-6}}{4\times240\times10^{-6}\times39\times10^{-6}}=11550.$$

用 dB 表示：$K_{P1}=40.5$ dB。

$$K_{P2}=\frac{|y_{fe2}|^2}{4\,g_{ie2}g_{0e2}}=\frac{34^2\times10^{-6}}{4\times380\times10^{-6}\times45\times10^{-6}}=17000.$$

用 dB 表示：$K_{P2}=42.5$ dB。

$$K_P=K_{P1}+K_{P2}=40.5+42.5=83\text{ dB}$$

这是阻抗完全匹配情况下，没有考虑放大器稳定性时的净增益。

中频变压器回路参数：

槽路谐振电容为 200 pF；

槽路谐振电感为 585 μH；

调谐回路谐振频率为 465 KHz；

调谐回路 Q_0 值为 120；

通频带 $2\Delta f=6$ KHz。

按照(4-7)式计算：

$$2\Delta f=\frac{\varepsilon f_0}{Q_L},\quad Q_L=\frac{\varepsilon f_0}{2\Delta f}=\frac{1\times 465\times 10^3}{2\times 6\times 10^3}=39.$$

要满足 6 KHz 的通频带，调谐回路 $Q_L=39$ 才行。按照(4-10)式计算：

$$\begin{aligned}B_L&=20\lg\left(1-\frac{Q_L}{Q_0}\right)^2\\&=20\lg\left(1-\frac{39}{120}\right)^2\\&=-7\text{ dB}.\end{aligned}$$

每组调谐回路的插入损耗不少于 7 dB。因此，两级中频放大器的实际最大增益为

$$\begin{aligned}K_{P\max}&=K_{P1}+K_{P2}-2B_L-2B_e\\&=40.5+42.5-2\times 7-2\times 2\\&=65(\text{dB}).\end{aligned}$$

式中 $2B_e$ 是 BG_1 和 BG_2 发射极接入负反馈的功率损耗。

实际增益是已有十几个 dB 的损耗净增益， 所损失的增益主要是用于保证一定的通频带和稳定度的。由于硅管电路都采用偏置稳压措施，稳定性较好，为了简化电路，节省成本，可以取消 R_{e1} 和 R_{e2} 发射极电阻，因此设计硅管中频放大器的耦合回路时，多数利用阻抗失配手段来满足对中频放大级的各项指标要求。

此例的失配情况：

以图 4-12 所示，求出 LC 谐振回路谐振阻抗倒数：

$$\frac{1}{Z}=g'_{0e}=\frac{1}{Q\omega_0 L}=4.9\ \mu℧。$$

不考虑 LC 回路损耗时，$g'_{0e}=g'_L$，它是完全匹配情况。

$$g_{0e}=\frac{g'_{0e}}{\left(\dfrac{N_2}{N}\right)^2}=g'_{0e}n_1^2;$$

$$g_L=\frac{g'_L}{\left(\dfrac{N_3}{N}\right)^2}=g'_L n_2^2。$$

选取 B_1 回路：$n_1=\dfrac{N}{N_2}=2.81$；

$$n_2=\frac{N}{N_3}=32.6。$$

B_2 回路：$n_1=2.81$；$n_2=20.4$。

B_3 回路：$n_1=3.02$；$n_2=9.05$。

这样，B_1 回路：

$g_{0e1}=g'_{0e}\cdot n_1^2=4.9\ \mu℧\times 2.81^2=38.7\ \mu℧$；

$g_{L1}=g'_L\cdot n_2^2=4.9\ \mu℧\times 32.6^2=5208\ \mu℧$。

B_2 回路：

$$g_{0e2}=38.7\ \mu℧（与\ g_{0e1}\ 相同）;$$

$$g_{L2}=g'_L\cdot n_2^2$$
$$=4.9\ \mu℧\times 20.4^2=2039\ \mu℧。$$

B_3 回路：

$$g_{0e3}=g'_{0e}\cdot n_1^2$$
$$=4.9\ \mu℧\times 3.02^2=44.7\ \mu℧;$$

$$g_{L3}=g'_L\cdot n_2^2$$
$$=4.9\ \mu℧\times 9.05^2=401\ \mu℧。$$

实际情况 B_1 回路的 g_{L1} 不等于 BG_1 的输入电导 g_{ie1}， B_2 回路的 g_{L2} 不等于 BG_2 的输入电导 g_{ie2}，在设计中是故意失配的。这种失配间接影响了 BG_1 输出与 BG_2 输入的匹配，这是设计需要的一种手段。但是为了求得设计合理；保持 BG_1 的输出电导 g_{0e1} 与 B_2 回路 g_{0e2} 之间匹配，BG_2 的输出电导 g_{0e2} 与 B_3 回路 g_{0e3} 之间匹配，BG_1 与 BG_2 之间不采取直接失配，而通过耦合变压器的阻抗变换实现间接失配。

以上综述了单调谐中频放大器的特性。虽然单调谐中频放大器的通频带较窄，选择性也不能做得过高，但是它的生产工艺简单，调试方便，成本较低，因此生产三级、四级的收音机，通常都采用单调谐中频放大电路。

5．单调谐中放电路的中频变压器的计算

中频变压器是中频放大器的关键部分，因此中频变压器的计算是很重要的。从实效出发，为了多快好省地、准确地设计出一套中频变压器，必须以理论计算和实践相结合。

单调谐回路的中频变压器计算方法：

(1) 根据中频频率确定谐振回路 *LC* 值

一般单调谐回路的电容取 200 pF 或 510 PF， 则 $L=\frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C}$，式中 f_0 为 465 KHz。

由于晶体管的集电结电容，以及电路分布电容，与调谐回路的 C 值相比是很小，可以忽略不计，而且调谐回路 L 值有较大的可调范围，所以根据此式计算的 L 值去绕制电感线圈是可行的。

(2) 根据选择性确定 Q_L 值

在技术条件里提出了对选择性的要求，例如三级台式和便携式收音机的选择性为 465 KHz ± 10 KHz 时的衰减不劣于 20 dB。设计时需考虑一定的富余量。假定我们给定 4 dB 以上的富余量，那末要求选择性在 465 KHz ±10 KHz 的衰减为 24 dB。

当晶体管中频放大器采用两级放大时，中频变压器有三只，每只中频变压器应有 8 dB 的选择性。

则选择性 dB 数 $S=10\ \lg\dfrac{1}{1+4\dfrac{\Delta f^2}{f_0^2}\cdot Q_L^2}=8\ \text{dB}$。

式中Δf 为 10 KHz，S 和 f_0 是已知值，所以 Q_L 值很容易求出来了。

(3) 根据插入损耗确定 Q_0 值

中频变压器的空载 Q_0 值如下式所示，即

$$Q_0=\frac{Q_L}{1-\sqrt{B_L}}.$$

式中 B_L 为中频变压器本身的损耗(插入损耗)一般小于 6 dB。

在设计的过程中，Q_0 值多数以实测为依据，按我们现在的生产工艺水平，以锰锌 (Mz-400)铁氧体作磁芯为例，Q_0 值可达 80～120。

(4) 根据阻抗匹配确定圈数比 m 与 n 值

中放晶体管的输入阻抗小，输出阻抗大，为了有效地传输信号功率，设计时必须保证阻抗匹配的原则。但是从实效出发，

保证一定的选择性和放大器的稳定性，采取阻抗失配方式是恰当的，使晶体管的输出阻抗跨接于 LC 谐振回路的抽头部位，这样 LC 谐振回路 Q 值不至于严重下降。为了兼顾到其他性能指标，设计时有意识的阻抗失配是可行的。如图 4-13 所示的圈数比：

$$m=\sqrt{\frac{2\,\omega L Q_0 Q_L}{Z_0(Q_0-Q_L)}}=\frac{N_{1-3}}{N_{1-2}};$$

$$n=\sqrt{\frac{2\,\omega L Q_0 Q_L}{Z_i(Q_0-Q_L)}}=\frac{N_{1-3}}{N_{4-6}}。$$

式中　$\omega=2\pi f_0$(中心频率 465 KHz)；

Z_0＝前级放大器的输出阻抗；

Z_i＝后级放大器的输入阻抗。

在前面中频放大管等效电路分析时，已讨论了输出导纳和输入导纳，前者就是输出阻抗 Z_0 的例数，后者就是输入阻抗 Z_i 的例数。同时我们在实践中也可以用“阻抗代替法”（注一）直接测出中频放大器的输入、输出阻抗。用“阻抗代替法”测量的阻抗值进行计算较为实际，它考虑了电路布局的实际情况。

最后由圈数比 m 和 n 值求得中频变压器抽头的位置。N_{1-3} 为谐振回路总圈数，得

$$N_{1-2}=\frac{N_{1-3}}{m};\quad N_{4-6}=\frac{N_{1-3}}{n}。$$

(5) 根据谐振回路电感值确定总圈数(N_{1-3})

$$N_{1-3}=\sqrt{\frac{L\cdot l}{0.4\,\pi\cdot\mu\cdot S\cdot 10^{-8}}}。$$

式中　L——电感值；l——磁路长度；μ——导磁系数；S——

磁芯中心截面积。

由于中频变压器用磁芯体积很小，同一种型号规格的磁芯导磁系数也有差别，因此计算值不实用。

当我们将上式简化后 得： $N_{1-3}=K_b\sqrt{L}$

K_b 值可以利用“调谐测量法”(注二)进行测量，对每一批量的磁芯材料抽样测量求得 K_b 值平均 值。一 般 Mz-400工字型中频变压器磁芯，$K_b=6.8$ 左右。

有关中频变压器计算实例，可参考本文的收音机设计计算实例部分。

注一：“阻抗代替法”——由变频级集电极回路跨接 xFG-7 高频信号发生器，调谐于 465 KHz 发 送中频信号，调试各级中频变压器谐 振在 465 KHz，用（BG-10）毫伏表逐级测出中放输入、输出点的信号电压，然后逐级断开，用电位器跨接在断开处，调节电位器，使信号电压与原先相等，则电位器所测得的电阻值就是断开点的阻抗值。

注二：“调谐测量法”——首先绕制一只线圈，n=100 T-150 T，将被测工字型磁芯套入线圈内，用“Q”表测出电感值(L)，取(L)的平均值，代入下式 $K_b=\frac{n}{\sqrt{L}}$ 求得 K_b 值。

6. 双调谐中放电路

顾名思意，双调谐回路，就是有两个调谐于中心频率 f_0 的 LC 谐振回路。在三、四级收音机里很少采用，这里仅作一般介绍。

双调谐回路有两种耦合方式，即电感耦合式和电容耦合式，分别于图 4-14(*a*)、(*b*)所示。

B_1 和 B_2 分别为电感耦合和电容耦合的双调谐中频变压器。具有双调谐回路的中频放大器，它的通频带和选择性都比单调谐中频放大器好。图 4-15 所示的为一般双调谐中放电路的

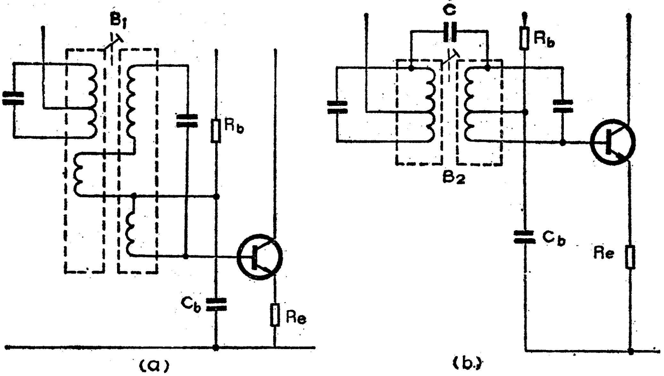


图 4-14 双调谐回路

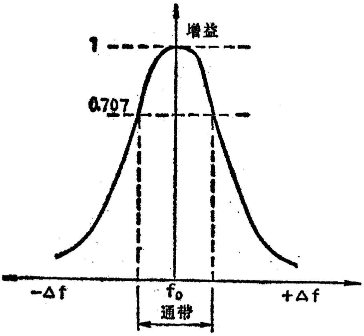


图 4-15 双调谐中放电路频响曲线

频响曲线，它的谐振曲线顶端较平坦，在通带以外的频段衰减得较快，所以它的通带和选择性都较好。

实践知道，双调谐中频放大器单级矩形系数通常可以达到$K_r=4$，而单调谐中频放大器单级矩形系数一般只能做到$K_r=9$左右。同时双调谐回路的选择性(临界耦合时)，即

$$S=20\lg\frac{2}{\sqrt{4+\left(\frac{2\Delta f}{f_0}Q_L\right)^4}}。$$

所以选择性，通频带都比单调谐放大器好。通过正确设计，双调谐中频放大器的谐振曲线可以做到接近矩形。

但是双调谐回路的生产工艺要复杂些，中频放大器的调试

也困难些，并且制造成本是单调谐回路的两倍。因此在设计二级以上的比较高档的收音机才采用双调谐式中频放大电路。

7. 自动增益控制

收音机在接收频段范围内的电台信号时，信号有强有弱，变化甚大。在接收短波段同一电台的信号时，由于受电离层变化的影响，也有强弱变化(称短波衰落现象)，从而使音频信号的输出变化也大，影响收听效果。自动增益控制(简称 AGC)的作用就是在接收信号强弱变化较大时，使音频信号的输出变化较小。

一般超外差收音机的 AGC 都是控制中频或高频放大器的增益。我们知道，放大器增益大小主要由晶体管的 β 决定的。

β 的大小与放大器工作点 I_c 的大小有关，当 I_c 选择在某一个值时，增益可以是最大。由图 4-17 可知，当工作点选择在曲线的稀疏区（Q_1，Q_2），放大器的增益是最大；选择在稠密区（Q_a、Q_b），增益将降低。因此自动增益控制可以用改变放大器的工作点 I_c 来实现。

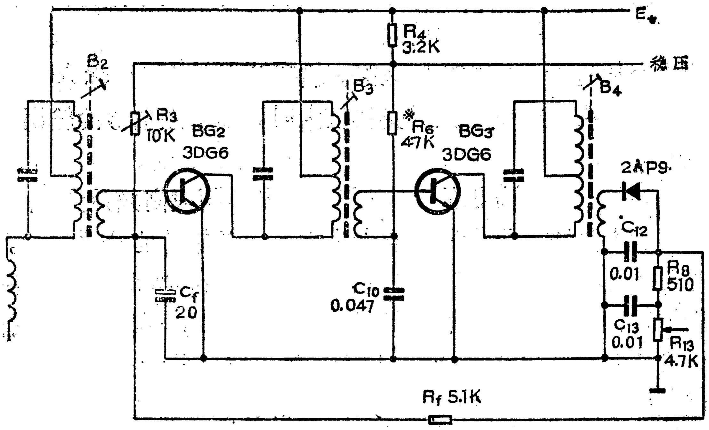
所谓自动增益（AGC）控制系数，是指当额定的输入信号变化值(常用 dB 表示）使收音机的相应输出信号也有一个大小的变化，这个相应输出变化值。

我们要求输入信号变化时，收音机的输出变化(即 AGC 控制系数）越小越好。根据附录 3 所要求的指标，特级收音机的自动增益（AGC）控制系数：输入变化是 46 dB，相应的输出变化不大于 10 dB；一级收音机的 AGC 控制系数：输入变化是 40 dB，相应的输出变化不大于 10 dB；二级收音机 AGC 控制系数：输入变化是 32 dB，相应的输出变化不大于 10 dB；三级收音机的 AGC 控制系数：输入变化是 26 dB，相应的输

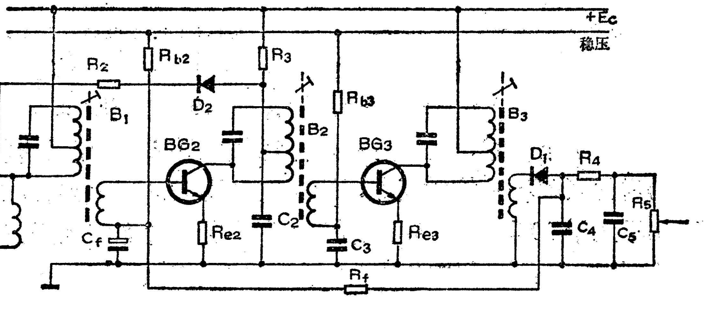
出变化不大于 12 dB；四级收音机 AGC 控制系数：输入变化是 26 dB，相应输出变化不大于 16 dB。

硅晶体管收音机的 AGC 电路也有一次控制和二次控制两种。

AGC 的一次控制电路如图 4-16(*a*)所示。



(*a*)



(*b*)

图 4-16　两级中频放大级自动增益（AGC）电路

被控制级是收音机的第一中放管 BG_2，控制电压是取自检波器的直流部分。工作原理是：在无外来信号时，检波管也无输出，此时第一中放管的直流偏置电压由分压电阻 R_3+R_4、$R_f+\frac{R_D(R_8+R_{13})}{R_D+R_8+R_{13}}$（$R_D$ 是二极管的正向电阻）及电源电压 E_+ 所决定。这时的基极电压设为 U_b。当外来信号进入收音机，经过变频级，中放级后，由二极管 2 AP 9 检波，检波后的中频脉动电压被电容器 C_{12}、C_{13} 和电阻 R_8 组成了滤波器滤除；音频信号耦合到下一级即音频放大器，而其直流成份的一部分（设为 U_b'）则通过 R_f 加到 BG_2 的基极。因为加到 BG_2 的基极电压 U_b' 的极性与原基极电压 U_b 正相反，结果使 BG_2 的正偏置下降，工作点降低，I_{C_2} 减小，从而放大器的增益减小。外来信号越大，检波后的 U_b' 越大，BG_2 的增益也越小。反之则增益升高，从而起到了一次自动增益控制（AGC）的作用。一般硅管中频放大电路的一次 AGC 可以做到小于 10 dB 水平（参阅附录 3）。如果在中放级设计时，考虑第一中放管 BG_2 的 β 选高一些，B_4 中频变压器的次级阻抗设计高一些，那末硅管中频放大电路采用图 4-16(a) 所示的一次控制电路的 AGC 的指标还可以提高。

上述的 AGC 一次控制，只能对中、小信号有控制作用。一般对普及型收音机都是采用这种 AGC 控制的。

有的晶体管收音机是采用图 4-16(b) 所示的，即二次自动增益控制电路。图中除了 R_f、C_f 外，还有二极管 D_2、R_2、R_3、C_2 等组成了 AGC 二次控制电路。无信号时，D_2 处于反向工作状态，反向电阻较大，对 B_1 回路影响极微，二次调节电路不起作用。当有外来信号时，如上一次 AGC 时所述，BG_2 的集电极流 I_{c2} 减小，使集电极电压升高，即 D_2 的反偏置电

压减小了，使 D_2 的反向电阻减小，并趋向于导通。这样相当于将跨接在 B_1 回路上的电阻减小，使 B_1 回路的阻抗降低，Q 值下降，通频带变宽，增益降低了。从而使中放级的输入信号减小，实现了 AGC 的作用。

刚才讲的自动增益控制是自动控制 BG_2 的工作电流 I_c 的，照图 4-16 所示的 AGC 方式是减小 I_c 实现增益下降的，这种方式称反向 AGC。如果将图 4-16(b) 中的检波管 D_1 反接后，当 AGC 作用时，BG_2 的 I_c 上升，这同样能实现增益下降，这种方式称正向 AGC。

由晶体管的 I_c-V_c 特性曲线表明，当基极电流 I_b 等量变化时，接近横座标轴线的 I_c-V_c 特性曲线较密；随基极注入电流的上升，曲线逐渐变得稀疏。当基极注入电流继续增加，曲线又变得较密，曲线疏表示$\frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$大，曲线密表示$\frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$小。

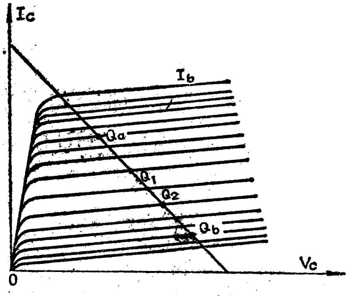


图 4-17 晶体管 I_C-V_C 特性曲线

图 4-17 是 3 DG 6 的模拟输出特性曲线。我们假设第一次以 Q_2 点为晶体管选定的工作点，在 AGC 工作时，基极注入电流减小，I_c 下降，工作点移至 Q_b，进入 I_c-V_c 特性曲线的稠密区，β 下降。这种自动增益控制称反向 AGC。假设第二次以 Q_1 点为晶体管选定的工作点，在 AGC 工作时，基极注入电流增加，I_c 上升，工作点移至 Q_a，进入 I_c-V_c 特性曲线上部的稠密区，β 下降。这种自动增益控制称正向 AGC。

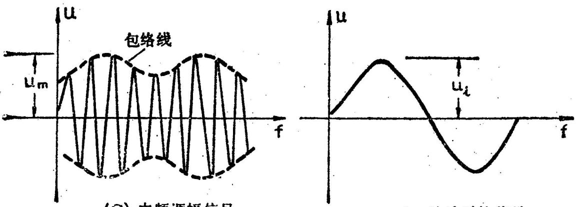
正向 AGC 的直流电流需要很大，在一般收音机里不采用这种自动增益控制，而是采用如图 4-16 所示的反向 AGC。因

为反向 AGC 加到第一中频放大器的输入回路时，由于第一中放的输入信号电平较低，不会造成多大的失真。

以上讨论的 AGC 都是以改变晶体管直流工作点来实现增益控制的。这种方法的缺点是影响谐振回路的特性。因而这种 AGC 电路只能在一般的收音机里应用。在高级收音机及收信机设备里采用信号电压负回授方式，这样，不至于影响谐振回路的特性。

五、检 波 级

高频调幅信号虽然经过变频后成为中频信号，但信号仍然不能被人的耳朵所接收，还需要经过检波器，把声频(音频)信号检出来才有实用价值。



(a) 中频调幅信号　　(b) 检波后的信号

图 5-1

如图 5-1(a) 就是中频调幅信号。(b) 图是检波后的音频波，它的波形和中频调幅波的包络曲线是一致的。

检波器件通常选用二极管或三极管。比较起来，用二极管检波的特点是信号失真小，便于加 AGC 电路，但效率低，一般要衰减 15—25 dB。用三极管检波其特点是信号失真大，但效率高。由于晶体管的放大作用，一般增益可达 15—20 dB。

检波器的效率：$\eta=\dfrac{|u_0|}{m|u_m|}$.

式中　u_0——检波器输出电压；

u_m——中频或高频调制信号电压（即检波输入电压）峰值；

m——调制度。

由于现代晶体管多采用超外差式，故 u_m 已可达较高电平，至于 u_0，可由低放级补偿。而失真大是不容易解决的。因此晶体管收音机的检波器都采用二极管检波。

选用检波二极管时，要求正向电阻小，反向电流小的管子。实践证明 2AP9 选作检波管较合适，它的 $i—u$ 伏安特性曲线基本上能满足检波的要求。

所谓检波就是利用非线性元件的单向导电特性获取我们所需要的音频电压的。所谓非线性就是电流和电压的关系不是按线性变化的，而是按下式关系变化的。

$$i=a+bu+cu^2+du^3+\cdots \tag{5-1}$$

式(5-1)的曲线如图 5-2 所示，曲线大体分二段，即 $a—b$ 段和 $b—c$ 段。当检波器工作于接近直线性的 $b—c$ 段时，称直线检波；当检波器工作于伏安特性的 $a—b$ 段时，称平方律检波。

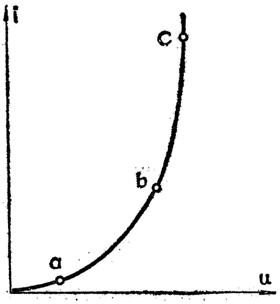


图 5-2　2AP9 的 $i—u$ 特性曲线

平方律检波时，输出包含有很大的二次谐波，非线性失真较大，因此二极管检波器要求输入信号大一点，使它尽量工作在接近直线性的 $b—c$ 段。我们在增益分配时，已考虑到了这一点，使检波输入信号较大，通常为 200～500 mV。

为了提高检波效率，还必须尽量提高检波回路的输入电阻。提高检波输入电阻与选用检波二极管的正向电阻和反向电阻及负载电阻有关。

当　正向电阻($r_{正}$)≪负载电阻(R_L)，

反向电阻($r_{反}$)≫负载电阻(R_L)，

则　检波器输入阻抗可近似用下式表示，即

$$R_i \approx \frac{1}{2} R_L,$$

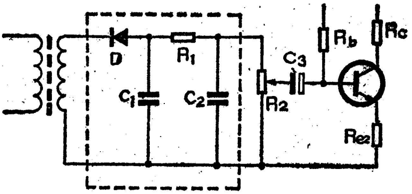


图 5-3　检波器

其直流负载电阻 $R_L = R_1 + R_2$，如图 5-3 所示。

检波回路里 R_1 和 C_1、C_2 是组成一个 π 型滤波器，滤除中频信号。考虑到检波效率和音频频响，取 C_1 和 C_2 为 5100 pF—0.01 μF，取 R_1 为 500 Ω 左右，取 R_2 为 5 KΩ 左右，这时检波输入阻抗 $R_i \approx 2.5$ KΩ 左右。

为了提高输入阻抗，如果单纯追求提高直流负载 R_L 值是没有意义的。因为检波回路后级并入低放输入电阻，故交流电阻得不到提高，而且它与直流负载差值愈大时，负峰切割失真亦愈大，输出信号并不能增加。检波输出通过 C_3 接入的是晶体管低频放大器。它的输入阻抗较低（一般是几百欧姆到几千欧姆。如果低放管是选用 3 DG 6，输入阻抗要高些），所以设法提高音频放大器的输入阻抗是提高检波效率的有效措施。有关提高放大器的输入输出阻抗问题，将在叙述负反馈时介绍。

六、低频信号放大级

1. 晶体管低频等效电路

图 6-1 是用最简单方法反映晶体管输入输出的电流和电压变化关系的等效电路。这个电路有两个问题。

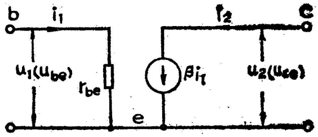


图 6-1 晶体管等效电路

第一，由图 6-2 晶体管输入特性可见，当集电极电压变化，即由 V_{ce1} 变化到 V_{ce2} 时 ($V_{ce2}>V_{ce1}$)，基极回路的输入电压 V_{be} 将产生一个 ΔV_{be} 变化，因此 ΔV_{ce} 与 ΔV_{be} 之间的关系在这等效电路中没有表达出来。

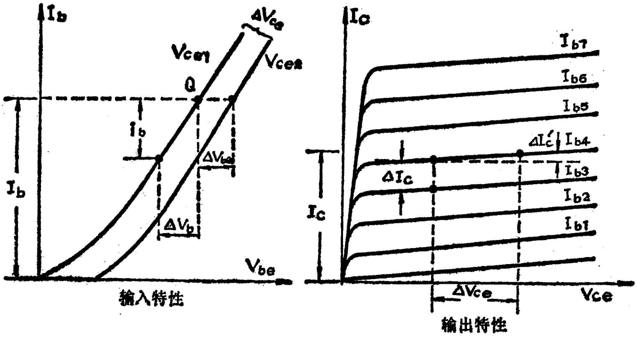


图 6-2

第二，由图 6-2 晶体管输出特性可见，由于 $I_c—V_{ce}$ 的特性曲线不是与横轴底线平行，而是向上倾斜的，因此有一个

ΔV_{ce} 的变化时，将产生集电极电流 $\Delta I'_c$ 的变化亦没有表达出来。

因此完整的晶体管低频等效电路的输入电路，不单单与基极回路的 V_{be} 有关，并且与集电极输出回路的电压有关，即

$$u_1 = i_1 r_{be} + \mu u_2. \tag{6-1}$$

式中 μ——表示反馈系数。

等效电路的输出电路不仅与输入电路电流 i_1 有关，并且与本身集电极输出电路的电压有关，即

$$i_2 = \beta i_1 + g_0 u_2. \tag{6-2}$$

式中 g_0——表示输出导纳。

按(6-1)和(6-2)两式可绘出较完整的晶体管低频等效电路。如图 6-3 所示。

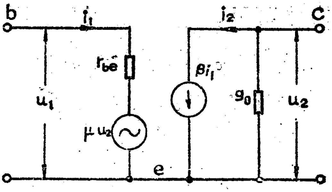


图 6-3 晶体管低频等效电路

我们在叙述中频放大器时，晶体管的工作频率较高，所以我们用"y"参数等效电路分析。对低频工作的晶体管就用"h"参数等效电路来分析。

2. 晶体管 h 参数等效电路

通过前面的分析，我们获得了一个较完善的晶体管低频等效电路。当我们把图 6-3 中所表示的各种参数符号用另一种形式表示时：

即 u_1 用 u_i； u_2 用 u_0；

i_1 用 I_i； i_2 用 I_0；

r_{be} 用 h_i； μ 用 h_r；

g_0 用 h_0； β 用 h_f 表示之。

得出图 6-4 所示的那样，我们把它叫 h 参数的等效电路。

同时式(6-1)和式(6-2)可变化为式(6-3)和式(6-4)，即以输入电流 I_i 和输出电压 u_0 为自变量时，所得到的网络方程。

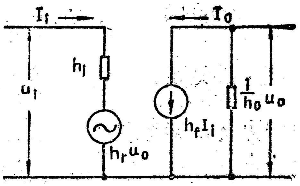


图 6-4 晶体管 h 参数等效电路

$$u_i = h_i I_i + h_r u_0 \tag{6-3}$$

$$I_0 = h_f I_i + h_0 u_0 \tag{6-4}$$

每个参数的定义是

输入电阻：$h_i = \left.\dfrac{u_i}{I_i}\right|_{u_0=0}$；

输出导纳：$h_0 = \left.\dfrac{I_0}{u_0}\right|_{I_i=0}$；

电流放大系数：$h_f = \left.\dfrac{I_0}{I_i}\right|_{u_0=0}$；

表四

参数 (h_e) \ 管型 / 序号	3 DG 6					3 AX 31				
	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5
h_{oe} (100 μ℧)	0.3	0.24	0.23	0.18	0.26	0.52	0.66	0.64	0.58	0.68
h_{ie} (1 KΩ)	0.76	0.79	0.73	0.71	0.78	0.42	0.57	0.5	0.54	0.6
h_{re} (1 KΩ)	0.08	0.1	0.1	0.1	0.1	0.2	0.34	0.3	0.3	0.36
h_{fe} (β)	96	100	92	92	98	50	60	57	60	70
测试条件	$V_c=6$ V $I_c=1$ mA									

电压回授系数：$h_r=\left.\dfrac{u_i}{u_0}\right|_{I_i=0}$。

换算关系：$\Delta h=h_i \cdot h_0-h_f \cdot h_r$。

以上 h 参数适用于晶体管任何一个基本回路，如用于共发电路写成 h_e 参数；如用于共基电路写成 h_b 参数；如用于共集电路写成 h_c 参数。

目前晶体管的 h_e 参数可用"h"参数测量仪器直接测得，我们对收音机常用晶体管 3 DG 6 和 3 AX 31 所测得的 h_e 参数列于表四，供设计时参考。

3．晶体管放大器四端网络

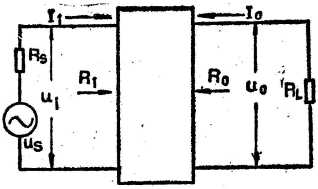


图 6-5　放大器四端网络

任何一个晶体管放大器可以看作一个有源四端网络。我们根据晶体管低频等效电路的 h 参数和式(6-3)、(6-4) 连同输出端电阻 R_L，输入端电阻 R_s 和信号源 u_s，可以得到图 6-5 所示的晶体管放大器四端网络，并可求出放大器等效电路的参数。

(1) 求电流增益 K_i

当 R_L 较大时，将 $u_0=-I_0R_L$ 代入式(6-4)，得

$$I_0=h_fI_i+h_0(-I_0 \cdot R_L),$$

式中"—"表示相位差。

简化上式得　　$K_i=\dfrac{I_0}{I_i}=\dfrac{h_f}{1+h_0R_L}$。　　(6-5)

(2) 求输入阻抗 R_i

将 $u_0=-I_0R_L$ 和 $I_0=I_i\frac{h_f}{1+h_0R_L}$代入式(6-3)后得

$$u_i=h_iI_i+h_r(-I_0R_L)$$

$$=h_iI_i-h_rR_L\frac{I_ih_f}{1+h_0R_L},$$

简化后得

$$R_i=\frac{u_i}{I_i}=\frac{h_i+(h_ih_0-h_rh_f)R_L}{1+h_0R_L}=\frac{h_i+\Delta hR_L}{1+h_0R_L}. \tag{6-6}$$

(3) 求电压增益 K_u

$$K_u=\frac{u_0}{u_i}=\frac{-I_0R_L}{I_iR_i}=-\frac{I_i\frac{h_f}{1+h_0R_L}R_L}{I_i\frac{h_i+\Delta hR_L}{1+h_0R_L}}$$

$$=-\frac{h_fR_L}{h_i+\Delta hR_L}. \tag{6-7}$$

(4) 求输出阻抗 R_0

当 $u_i=-I_iR_s$ 时

$$R_0=\frac{u_0}{I_0}=\frac{h_i+R_s}{R_sh_0+\Delta h}. \tag{6-8}$$

(5) 求功率增益 K_p

$$K_p=K_i\cdot K_u=\frac{h_f^2\cdot R_L}{(1+h_0R_L)(h_i+\Delta hR_L)}. \tag{6-9}$$

如果输出端电阻 R_L 较小接近于零时，则以上各项参数可

用近似公式表示：

$$h_i \approx h_f; \qquad R_i \approx h_i;$$

$$K_u \approx -\frac{h_f R_L}{R_i}; \quad K_p \approx \frac{h_f^2 R_L}{R_i}.$$

利用 h 参数等效电路可以方便地计算晶体管低频放大器的增益、输入、输出阻抗等性能指标。计算例题在后面分析各类低频放大器电路时分别介绍。

4. 低频放大器的耦合

收音机的低频放大器，有的选用一级放大器形式，即其前置放大和激励放大兼用一只晶体管完成的。但是多数收音机是用两级低放即一级作前置放大，一级作激励放大。它们之间的耦合有两种方式——阻容耦合和直接耦合。而低频放大器与末级功率放大器是用变压器耦合的方式。下面就低频放大器的三种耦合方式进行讨论。

(1) 直接耦合

图 6-6 是硅管收音机中通常采用的反馈式直接耦合式低放电路。由于它有较强的直流负反馈，故偏压不需要从稳压电路供

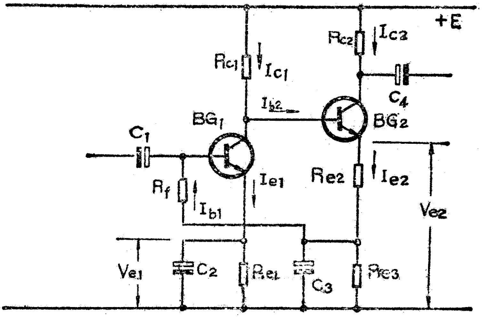


图 6-6 直接耦合放大器

给，此线路仍然是比较稳定的。图中 BG_1 基极的偏压源电流 I_{b1}，是 BG_2发射极的一部分电阻上的分压经过 R_f 供给的。同时 BG_2 又采取发射极电阻串联负反馈，因此当环境温度升高时，如果 BG_2的 I_{c2}增加，I_{e2}也增加，R_{e2} 和 R_{e3} 上电压V_{e2}增加，I_{b1} 就增加，I_{c1} 随着增加，R_{c1} 的电压降增大，BG_1 集电极与地之间电压(V_{c1})将减小，由于是直接耦合，相当于是 BG_2基极与地之间电压(V_{b2})减小，那么 I_{b2} 也减小，I_{c2}随着回跌，从而达到稳定目的。整个变化过程用下面形式表示：

$$\text{温度}T_i\uparrow\rightarrow I_{c2}\uparrow\rightarrow V_{e2}\uparrow\rightarrow I_{b1}\uparrow\rightarrow I_{c1}\uparrow$$
$$I_{c2}\downarrow\leftarrow V_{b2}\downarrow\leftarrow V_{c1}\downarrow\leftarrow$$

同理，当温度升高或 I_{c0} 增加使 BG_1 的 I_{c1} 增加时，经直接耦合和反馈后，其电流、电压变化过程如下：

$$\text{温度}T_i\uparrow\rightarrow I_{c1}\uparrow\rightarrow V_{c1}\downarrow\rightarrow V_{b2}\downarrow\rightarrow I_{c2}\downarrow$$
$$I_{c1}\downarrow\leftarrow I_{b1}\downarrow\leftarrow V_{e2}\downarrow\leftarrow$$

可以看出类似这种直接耦合的电路不采用偏压稳定措施，同样能达到电路稳定的效果。如果线路里的电阻元件选择适当，可以使稳定系数 S 减小到接近于 1 。

在电源电压 E 值已知条件下，先选择 I_{c1}和 I_{c2}。我们假设电源电压取 6 V 时，处于小信号工作状态的 BG_1，其工作点选在 0.5—0.8 mA，BG_2的工作点选在 1.5—2.5 mA 范围，BG_1 和 BG_2选用硅管 3 DG 6 时的 V_{e1}和 V_{e2}分别选择 0.3 V 和 3 V 左右，V_{ce1}和 V_{ce2} 选为 1—3 V 时，图 6-6 电路的电阻元件计算如下：

(*a*) 计算 BG_1、BG_2 发射极电阻 R_{e1} 和 R_{e2}、R_{e3}

$$R_{e1}\approx\frac{V_{e1}}{I_{c1}};\quad R_{e2}+R_{e3}\approx\frac{V_{e2}}{I_{c2}}。$$

式中
$$V_{e2}=V_{ce1}+V_{e1}-V_{be2}。$$

因为硅管 $V_{be}\approx0.6V$ 左右，所以在这里不能忽略。

BG_1 的基极偏流电阻就是负反馈电阻 R_f。

假设
$$V_{Rf}=0.1V-1V,$$

则
$$R_f=\frac{V_{Rf}}{I_{b1}}\approx\frac{\beta_1 V_{Rf}}{I_{c1}}。$$

又因为
$$V_{Re3}=V_{Rf}+V_{be1}+V_{e1},$$

所以
$$R_{e3}=\frac{V_{Re3}}{I_{e2}-I_{b1}}$$
$$=\frac{V_{Rf}+V_{be1}+V_{e1}}{I_{c2}+I_{b2}-I_{b1}}$$
$$\approx\frac{V_{Rf}+V_{be1}+V_{e1}}{I_{c2}}。$$

（I_{b1} 和 I_{b2} 很小，可忽略）

$$R_{e2}=\frac{V_{e2}}{I_{c2}}-R_{e3}$$
$$=\frac{V_{e2}-V_{Rf}-V_{be1}-V_{e1}}{I_{c2}}。$$

(*b*) 计算 BG_1、BG_2集电极电阻 R_{c1}和 R_{c2}

$$R_{c1}=\frac{E-V_{ce1}-V_{e1}}{I_{c1}+I_{b2}}=\frac{E-V_{ce1}-V_{e1}}{I_{c1}+\dfrac{I_{c2}}{\beta_2}};$$

$$R_{c2}=\frac{E-V_{ce2}-V_{e2}}{I_{c2}}。$$

以上计算所用 β_1 和 β_2 均为直流 β 值。

这里用电压与电流的关系计算电路电阻元件比较简单。计算电阻元件值的方法较多，这里不再一一介绍。

(2) 阻容耦合

阻容耦合的低频放大电路，在用硅管时，考虑到稳定性问题，其偏压源由 2*CP*6 组成的稳压电路供给。

图 6-7 是采用稳压措施的阻容耦合低放电路。计算的方法，首先选定工作点，按每一级共发电路为单位，各自求得直流电路的各个电阻元件值。

同时应用 h_e 参数，对每级放大电路的输出、输入阻抗和功率增益进行计算，计算的步骤是从后级向前级依次计算，可暂不考虑耦合电容 C_1、C_2 和 C_5的影响，可以简化计算过程。计算前首先绘出 BG_2 末级和 BG_1 前置级的交流等效电路。似图 6-8(*a*)、(*b*)所示。

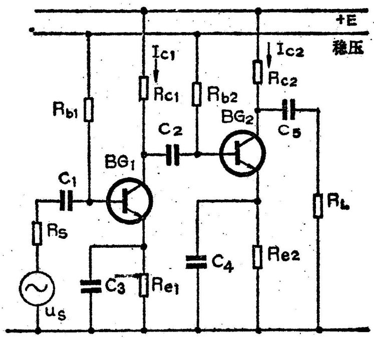
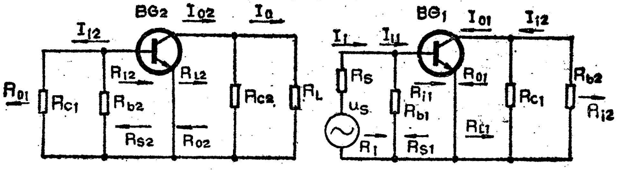


图 6-7 阻容耦合放大器



(a) 末级　　(b) 前置级

图 6-8 阻容耦合放大器交流等效电路

(*a*) 末级 BG_2 放大电路的输出、输入阻抗及功率增益计算(图 *a*)

输出阻抗由式(6-8)求得：

$$R_{02}=\frac{h_{ie}+R_{s2}}{R_{s2}h_{oe}+\Delta h_e}$$，式中 $R_{s2}=R_{o1}\,/\!/\,R_{c1}\,/\!/\,R_{b2}$。

输入阻抗由式(6-6)求得：

$$R_{i2}=\frac{h_{ie}+\Delta h_e R_{L2}}{1+h_{oe}R_{L2}}$$，式中 $R_{L2}=R_{c2}\,/\!/\,R_L$。

功率增益由式(6-9)求得：[BG_2级本身功率增益]

$$K'_{P2}=\frac{h^2{}_{fe}R_{L2}}{(1+h_{oe}R_{L2})(h_{ie}+\Delta h_e R_{L2})},$$

又因

$$K'_{P2}=K'_{i2}\cdot K'_{u2}=\frac{I_{o2}}{I_{i2}}\cdot\frac{I_{o2}R_{L2}}{I_{i2}R_{i2}}$$

$$=\left(\frac{I_{o2}}{I_{i2}}\right)^2\cdot\frac{R_{L2}}{R_{i2}},$$

而 BG_2级输出至负载的功率增益为：

$$K''_{P2}=K''_{i2}\cdot K''_{u2}=\frac{I_o}{I_{i2}}\cdot\frac{I_oR_L}{I_{i2}\cdot R_{i2}}$$

$$=\left(\frac{I_o}{I_{i2}}\right)^2\cdot\frac{R_L}{R_{i2}},$$

所以BG_2级的实际功率增益是它本身功率增益乘上输出分流比$\left(\frac{I_o}{I_{o2}}=\frac{R_{L2}}{R_L}\right)$之后的增益，即

$$K_{P2}=K'_{P2}\cdot\frac{R_{L2}}{R_L}$$

$$=\frac{h^2{}_{fe}R_{L2}}{(1+h_{oe}\cdot R_{L2})(h_{ic}+\Delta h_e\cdot R_{L2})}\cdot\frac{R_{L2}}{R_L}。$$

以上计算应用的 h 参数为 BG_2 晶体管的 h_e 参数值。

(b) 前置级 BG_1输出、输入阻抗及功率增益计算(图 b)

输出阻抗：
$$R_{o1}=\frac{h_{ie}+R_{s1}}{R_{s1}h_{oe}+\Delta h_e},$$

式中 $$R_{s1}=R_s /\!/ R_{b1}。$$

输入阻抗：BG_1本身输入阻抗为 R_{i1}。即

$$R_{i1}=\frac{h_{ie}+\Delta h_e R_{L1}}{1+h_{oe}R_{L1}},$$

式中 $$R_{L1}=R_{c1} /\!/ R_{b2} /\!/ R_{i2}。$$

前置级放大器的输入阻抗为 R_i, 即

$$R_i=R_{b1} /\!/ R_{i1}。$$

功率增益：前置级 BG_1 的实际功率增益是它本身功率增益乘上输出端分流比$\left(\frac{I_{i2}}{I_{o1}}=\frac{R_{L1}}{R_{i2}}\right)$及输入端分流比$\left(\frac{I_{i1}}{I_i}=\frac{R_i}{R_{i1}}\right)$之后的增益，即

$$K_{P1}=\frac{h_{fe}^2 R_{L1}}{(1+h_{oe}\cdot R_{L1})(h_{ie}+\Delta h_e R_{L1})}\cdot\frac{R_{L1}}{R_{i2}}\cdot\frac{R_i}{R_{i1}}$$

以上计算应用的 h 参数为 BG_1 晶体管的 h_e 参数值。

阻容耦合低频放大器总增益为

$$K_P=K_{p1}\cdot K_{p2}。$$

取对数后 K_P(dB) 值$=10\lg K_{p1}+10\lg K_{p2}$(dB)。

最后我们来看看阻容耦合电路的 C_1、C_2、C_5 对电路频率响应的影响。

根据晶体管收音机三、四级标准，整机频率响应的要求相对于标准测量频率 1000 Hz 而言，下限电平下降 6 dB 时为 300 Hz，上限电平下降 16 dB 时为 3000 Hz，所以整机频响的要求为 $f_1\sim f_2=300$ Hz～3000 Hz。

而收音机的低频放大器工作频带最低频率点的增益，容许比中间频率1000Hz时的增益低 3 dB，这时要求低端截止频率为 $f_{min}=\frac{f_1}{2}$。最高频率点的增益，容许比中间频率 1000 Hz时的增益低 6 dB，这时要求高端截止频率为 $f_{max}=f_2+\frac{f_2}{2}$。

所以，低频放大器的频率响应范围要求：

$$f_{\min}\sim f_{\max}=150\ \text{Hz}\sim4500\ \text{Hz},$$

其电压不均匀度要求在 1000 Hz 以下小于 3 dB，在 1000 Hz 以上小于 6 dB，这样可以确保整机频响的要求了。

影响下限频率，主要是耦合电容 C_1、C_2、C_5。它必须满足下式要求，才能保证下限频率点。

$$C_1=\frac{1}{2\pi f_{c1}(R_s+R_{b1}/\!/R_{i1})};$$

$$C_2=\frac{1}{2\pi f_{c2}(R_{o1}/\!/R_{c1}+R_{b2}/\!/R_{i2})};$$

$$C_5=\frac{1}{2\pi f_{c3}(R_{o2}/\!/R_{c2}+R_L)}。$$

式中 f_{c1}、f_{c2}、f_{c3} 为各级耦合电容在规定下降电平点的最低频率，可用近似计算法确定。

$$f_{c1}=f_{\min}(1-5\%);$$

$$f_{c2}=f_{\min}(1-10\%);$$

$$f_{c3}=f_{\min}(1-15\%)。$$

式中 $f_{\min}$ 为频响最低端频率($f_{\min}=150$ Hz)。

从计算耦合电容的公式可知，阻抗愈小，所需耦合电容量愈大。晶体管输入输出阻抗都比电子管小，所以耦合电容比电子管低频放大器用的大。按照以上计算，收音机晶体管低放电路的耦合电容需要几个微法，实际应用时，通常都选用 10 μf ～30 μf。

以上只是对低端而言，在高端时，引起阻容耦合放大器的截止频率下降有两个方面的因素。

一是与晶体管的特征频率 f_T 有关，f_T 愈小，频响高端截止点愈早，当我们采用硅管 3 DG 6 作低放时，由于 $f_T>$

100 MHz，所以这个影响就不用考虑。

二是与线路分布电容的影响。其影响的大小又与下级的阻抗 R_T 有关。至于分布电容，主要由本级晶体管的集电结电容 C_b、接线等杂散电容和下级晶体管的输入电容等组成。

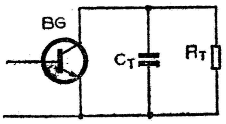


图 6-9　C_T、R_T 的影响

高端截止频率与分布电容、负载电抗的关系由下式决定：

$$f_{\max}=\frac{1}{2\pi C_T R_T}。$$

由于硅管的 C_c 值很小，所以 C_T 总容量也很小，一般只有几百微微法，同时 R_T 也较小，因此阻容耦合电路的高端下降截止频率较高，一般 $f_{\max}>5$ KHz，能够满足要求。

上面讨论的直接耦合和阻容耦合电路，在收音机的两级低放电路里经常采用，现在以图 6-6 直接耦合放大器为例介绍设计过程。直接耦合放大器图 6-6 的交流等效电 路如图 6-10 所示。

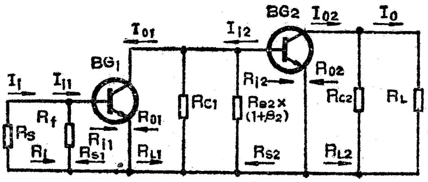


图 6-10　直接耦合等效电路

以硅管 3 DG 6 为例，选用电源 $E=6$ V 分别测量 BG_1 和 BG_2 的 h_e 参数。

BG_1：		BG_2：	
h_{ie1}	3.6 KΩ	h_{ie2}	4.2 KΩ
h_{oe1}	$0.14\times100\ \mu℧$	h_{oe2}	$0.06\times100\ \mu℧$
h_{re1}	0.12×10^{-3}	h_{re2}	0.12×10^{-3}
h_{fe1}	87	h_{fe2}	105

电路元件计算：

工作点选择　$I_{c1}=0.6\ \text{mA}$，$V_{ce1}=3\ \text{V}$，$V_{e1}=0.3\ \text{V}$，

$I_{c2}=2.5\ \text{mA}$，$V_{ce2}=1.5\ \text{V}$，

则 $R_{e1}=\frac{V_{e1}}{I_{e1}}=\frac{V_{e1}}{I_{c1}-I_{co1}}\approx\frac{V_{e1}}{I_{c1}}=\frac{0.3}{0.6\times10^{-3}}=500\ (\Omega)$，

$$\begin{aligned} V_{e2}&=V_{ce1}+V_{e1}-V_{be2}\\ &=3+0.3-0.6\\ &=2.7(\text{V})。\end{aligned}$$

（硅管 3 DG 6 取 $V_{be}=0.6\ \text{V}$）

$$R_{e2}+R_{e3}\approx\frac{V_{e2}}{I_{c2}}=\frac{2.7}{2.5\times10^{-3}}=1080(\Omega)。$$

假设 $V_{Rf}=0.7\ V$，那末

$$R_f=\frac{V_{Rf}}{I_{b1}}\approx\frac{\beta_1 V_{Rf}}{I_{c1}}=\frac{87\times0.7}{0.6\times10^{-3}}=100(\text{K}\Omega)，$$

式中 β_1 指直流 β。

因为　$V_{Re3}=V_{Rf}+V_{be1}+V_{e1}$，

所以

$$\begin{aligned} R_{e3}&=\frac{V_{Re3}}{I_{e2}-I_{b1}}=\frac{V_{Rf}+V_{be}+V_{e1}}{I_{c2}+I_{b2}-I_{b1}}\\ &\approx\frac{V_{Rf}+V_{be}+V_{e1}}{I_{c2}}\\ &=\frac{0.7+0.6+0.3}{2.5\times10^{-3}}\\ &=640(\Omega)。\end{aligned}$$

$$R_{e2}=1080-640=440(\Omega)。$$

$$\begin{aligned} R_{c1}&=\frac{E-V_{ce1}-V_{e1}}{I_{c1}+I_{b2}}\approx\frac{E-V_{ce1}-V_{e1}}{I_{c1}}\\ &=\frac{6-3-0.3}{0.6\times10^{-3}}=4.5(\text{K}\Omega)。\end{aligned}$$

$$R_{c2}=\frac{E-V_{ce2}-V_{e2}}{I_{c2}}$$

$$=\frac{6-1.5-2.7}{2.5\times10^{-3}}$$

$$=720(\Omega)。$$

电容 C_2、C_3 的估算(为了提高音质选取 $f_{\min}=100\ \text{Hz}$)：

$$C_2>\frac{1}{2\pi f_{\min}R_{e1}}=\frac{1}{6.28\times100\times500}=3.2\times10^{-6}=3.2(\mu\text{F}),$$

可选用 50 μF～100 μF。

$$C_3>\frac{1}{2\pi f_{\min}R_{e3}}=\frac{7}{6.28\times100\times640}=2.4\times10^{-6}=2.4(\mu\text{F}),$$

可选用 50 μF～100 μF。

电容 C_1 的估算：

$$C_1=\frac{1}{2\pi f_{c1}(R_s+R_f\,/\!/\,R_{i1})}$$

$$=\frac{1}{2\pi\times90[5\times10^3+(100\times10^3)\,/\!/\,(3.6\times10^3)]}$$

$$=0.21(\mu\text{F}),$$

可选用 1 μF～10 μF。

式中 $f_{c1}=f_{\min}(1-5\%)$

$$=100\ \text{Hz}(1-5\%)$$

$$=90\ \text{Hz}。$$

输出阻抗计算：

$$R_{01}=\frac{h_{ie1}+R_{s1}}{R_{s1}h_{0e1}+\Delta h_{e1}}$$

$$=\frac{3.6\times10^3+4.8\times10^3}{4.8\times10^3\times14\times10^{-6}+40\times10^{-3}}$$

$$=78.4(\text{K}\Omega)。$$

式中　$R_{s1}=R_s \mathbin{/\!/} R_f$　（取 $R_s=5\ \text{K}\Omega$）

$$=5\ \text{K}\Omega \mathbin{/\!/} 100\ \text{K}\Omega$$

$$=4.8\ \text{K}\Omega;$$

$$\Delta h_{e1}=h_{ie1}h_{oe1}-h_{re1}h_{fe1}$$

$$\approx 40\times 10^{-3}。$$

$$R_{02}=\frac{h_{ie2}+R_{s2}}{R_{s2}h_{0e2}+\Delta h_{e2}}$$

$$=\frac{4.2\times 10^3+3.9\times 10^3}{3.9\times 10^3\times 6\times 10^{-6}+14.7\times 10^{-3}}$$

$$=213(\text{K}\Omega)。$$

式中　$R_{s2}=R_{c1} \mathbin{/\!/} R_{e2}(1+\beta_2) \mathbin{/\!/} R_{01}$

$$=4.5\ \text{K}\Omega \mathbin{/\!/} (0.44\ \text{K}\Omega\times 106) \mathbin{/\!/} 78.4\ \text{K}\Omega$$

$$=3.9\ \text{K}\Omega;$$

$$\Delta h_{e2}=h_{ie2}h_{0e2}-h_{re2}h_{fe2}\approx 14.7\times 10^{-3}。$$

输入阻抗计算：

$$R_{i2}=\frac{h_{ie2}+\Delta h_{e2}R_{L2}}{1+h_{0e2}R_{L2}}$$

$$=\frac{4.2\times 10^3+14.7\times 10^{-3}\times 0.294\times 10^3}{1+6\times 10^{-6}\times 0.294\times 10^3}$$

$$=4.2(\text{K}\Omega)。$$

式中　$R_{L2}=R_{c2} \mathbin{/\!/} R_L$　（取负载 $R_L=500\ \Omega$）

$$=0.72\times 10^3 \mathbin{/\!/} 0.5\times 10^3$$

$$=295\ \Omega。$$

$$R_{i1}=\frac{h_{ie1}+\Delta h_{e1}R_{L1}}{1+h_{0e}R_{L1}}$$

$$=\frac{3.6\times 10^3+40\times 10^{-3}\times 2.1\times 10^3}{1+14\times 10^{-6}\times 2.1\times 10^3}$$

$$=3.6(\text{K}\Omega)。$$

式中 $R_{L1}=R_{c1}\,/\!/\,R_{e2}(1+\beta_2)\,/\!/\,R_{i2}$

$=4.5\ \text{K}\Omega\,/\!/\,(0.44\ \text{K}\Omega\times 106)\,/\!/\,4.2\ \text{K}\Omega$

$=2.1\ \text{K}\Omega$。

功率增益计算：

$$K_{p1}=\frac{h_{fe1}^2\cdot R_{L1}}{(1+h_{0e1}R_{L1})(h_{ie1}+\Delta h_{e1}R_{L1})}\cdot\frac{R_{L1}}{R_{i2}}\cdot\frac{R_i}{R_{i1}}$$

$$=\frac{87^2\times 2.1\times 10^3}{(1+14\times 10^{-6}\times 2.1\times 10^3)(3.6\times 10^3+40\times 10^{-3}\times 2.1\times 10^3)}$$

$$\times\frac{2.1\times 10^3}{4.2\times 10^3}\times\frac{3.5\times 10^3}{3.6\times 10^3}=2010。$$

$10\lg K_{p1}=33.4\ \text{dB}$。

式中 $R_i=R_f\,/\!/\,R_{i1}=100\ \text{K}\Omega\,/\!/\,3.6\ \text{K}\Omega=3.5\ \text{K}\Omega$。

$$K_{p2}=\frac{h_{fe2}^2R_{L2}}{(1+h_{oe2}R_{L2})(h_{ie2}+\Delta h_{e2}R_{L2})}\cdot\frac{R_{L2}}{R_L}$$

$$=\frac{105^2\times 295}{(1+6\times 10^{-6}\times 295)(4.2\times 10^3+14.7\times 10^{-3}\times 295)}\times\frac{295}{500}$$

$=448$。

$10\lg K_{P2}=26.5\ \text{dB}$。

两级直接耦合放大器的总功率增益

$K_P=K_{P1}+K_{P2}=33.4+26.5=59.9(\text{dB})$。

(3) 变压器耦合

图6-11为两级低频放大器，是普及型收音机里常用的低放电路，末级用变压器与功放级耦合，相当于两只硅晶体管组成的直接耦合

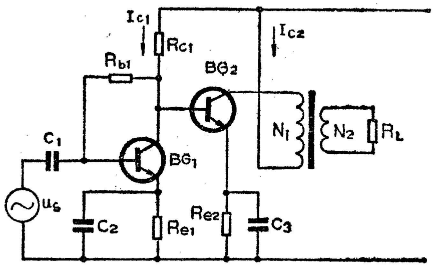


图 6-11 变压器耦合放大器

放大器。BG_2输出采用变压器，对直流而言，原来的 R_{c2} 现在是输出变压器初级线圈直流电阻。因此可以用直接耦合放大器的设计方法来计算电路元件和各级增益等。

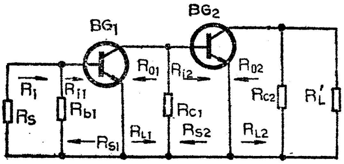


图 6-12 交流等效电路

现在以图 6-11 为例，仍选用 3 DG 6 硅管作为放大管，选用电源 $E=6$ V，BG 管的 h_e 参数同前。

绘出变压器耦合放大器的交流等效电路，图 6-12 所示。

(a) 电路元件计算

工作点选择：$I_{e1}=0.6$ mA，$V_{e1}=0.3$ V，$V_{ce1}=3$ V，

$I_{c2}=3$ mA，　$V_{e2}=1.7$ V，$V_{ce2}=3.4$ V，

则

$$R_{e1}=\frac{V_{e1}}{I_{e1}}\approx\frac{V_{e1}}{I_{c1}}=\frac{0.3}{0.6\times10^{-3}}=500(\Omega),$$

$$R_{b1}=\frac{V_{C_1}-V_{b1}}{I_{b1}}=\frac{(V_{ce1}+V_{e1})-(V_{be1}+V_{e1})}{I_{b1}}$$

$$=\frac{(V_{ce1}-V_{be1})\beta_1}{I_{c1}}$$

$$=\frac{(3-0.6)\times87}{0.6\times10^{-3}}=348(\mathrm{K}\Omega),$$

$$R_{e2}\approx\frac{V_{e2}}{I_{c2}}=\frac{1.7}{3\times10^{-3}}=570(\Omega),$$

$$R_{c1}=\frac{E-V_{ce1}-V_{e1}}{I_{c1}+I_{b2}}\approx\frac{E-V_{ce1}-V_{e1}}{I_{c1}}$$

$$=\frac{6-3-0.3}{0.6\times10^{-3}}=4.5(\mathrm{K}\Omega),$$

$$R_{c2}=\frac{E-V_{ce2}-V_{e2}}{I_{c2}}=\frac{6-3.4-1.7}{3\times10^{-3}}=300(\Omega)。$$

（R_{c2} 相当于输出变压器初级线圈直流电阻。）

电容 C_2、C_3、C_1 估算（选取 $f_{\min}=100$ Hz）：

$$C_2>\frac{1}{2\pi f_{\min}R_{e1}}=\frac{1}{2\pi\times100\times500}=3.1(\mu\text{F}),$$

取 50～100 μF。

$$C_3>\frac{1}{2\pi f_{\min}R_{e2}}=\frac{1}{2\pi\times100\times570}=2.8(\mu\text{F}),$$

取 50～100 μF。

$$C_1=\frac{1}{2\pi f_{c1}(R_s+R_{b1}\,/\!/\,R_{i1})}=\frac{1}{2\pi\times90(5+348\,/\!/\,3.5)\times10^3}$$

$$=0.21(\mu\text{F}),$$

取 1～10 μF。

(b) 输出阻抗计算

$$R_{01}=\frac{h_{ie1}+R_{s1}}{R_{s1}h_{oe1}+\Delta h_{e1}}$$

$$=\frac{3.6\times10^3+4.9\times10^3}{4.9\times10^3\times14\times10^{-6}+40\times10^{-3}}$$

$$=78.5(\text{K}\Omega),$$

式中 $R_{s1}=R_s\,/\!/\,R_{b1}=5\ \text{K}\Omega\,/\!/\,348\ \text{K}\Omega=4.9\ \text{K}\Omega$，

$\Delta h_{e1}=40\times10^{-3}$ （取 $R_s=5\ \text{K}\Omega$）。

$$R_{02}=\frac{h_{ie2}+R_{s2}}{R_{s2}h_{oe2}+\Delta h_{e2}}$$

$$=\frac{4.2\times10^3+4.2\times10^3}{4.2\times10^3\times6\times10^{-6}+14.7\times10^{-3}}=210(\text{K}\Omega),$$

式中 $R_{s2}=R_{c1}\,/\!/\,R_{01}=4.5\ \text{K}\Omega\,/\!/\,78.5\ \text{K}\Omega=4.2\ \text{K}\Omega$，

$\Delta h_{e2}=14.7\times10^{-3}$。

(c) 输入阻抗计算

$$R_{i2}=\frac{h_{ie2}+\Delta h_{e2}R_{L2}}{1+h_{oe2}R_{L2}}$$

$$=\frac{4.2\times10^{3}+14.7\times10^{-3}\times0.271\times10^{3}}{1+6\times10^{-6}\times0.271\times10^{3}}$$

$$=4.2(\mathrm{K}\Omega)。$$

式中　$R_{L2}=R_{C2} /\!/ R'_L$，又 $R'_L=\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L=n^2R_L$，

取 $n=3.1$，$R_L=306\ \Omega$，

则 $R'_L=9.6\times306=2.9\ \mathrm{K}\Omega$，

所以 $R_{L2}=(0.3\times10^{3}) /\!/ (2.9\times10^{3})=271(\Omega)$。

$$R_{i1}=\frac{h_{ie1}+\Delta h_{e1}R_{L1}}{1+h_{oe1}R_{L1}}$$

$$=\frac{3.6\times10^{3}+40\times10^{-3}\times2.2\times10^{3}}{1+14\times10^{-6}\times2.2\times10^{3}}=3.5(\mathrm{K}\Omega)。$$

式中　$R_{L1}=R_{C1} /\!/ R_{i2}=4.5\ \mathrm{K}\Omega /\!/ 4.2\ \mathrm{K}\Omega=2.2\ \mathrm{K}\Omega$。

(d)功率增益计算

$$K_{P1}=\frac{h_{fe1}^2R_{L1}}{(1+h_{oe1}R_{L1})(h_{ie1}+\Delta h_{e1}R_{L1})}\cdot\frac{R_{L1}}{R_{i2}}\cdot\frac{R_i}{R_{i1}}$$

$$=\frac{87^2\times2.2\times10^{3}}{(1+14\times10^{-6}\times2.2\times10^{3})(3.6\times10^{3}+40\times10^{-3}\times2.2\times10^{3})}\cdot\frac{2.2}{4.2}\cdot\frac{3.5}{3.5}$$

$$=2280,$$

$$10\lg K_{P1}=33.6\ \mathrm{dB}。$$

式中　$R_i=R_{b1} /\!/ R_{i1}$

$=348\ \mathrm{K}\Omega /\!/ 3.5\ \mathrm{K}\Omega$

$=3.5\ \mathrm{K}\Omega$。

$$K_{P2}=\frac{h_{fe2}^{2}R_{L2}}{(1+h_{oe2}R_{L2})(h_{ie2}+\Delta h_{e2}R_{L2})}\cdot\frac{R_{L2}}{R_{L}'}$$

$$=\frac{105^{2}\times 271}{(1+6\times 10^{-6}\times 271)(4.2\times 10^{3}+14.7\times 10^{-3}\times 271)}\times$$

$$\times\frac{271}{2.9\times 10^{3}}$$

$$=68.6,$$

$$10\lg K_{P2}=18.4\ \mathrm{dB}。$$

总功率增益 $K_P=K_{P1}+K_{P2}=33.6+18.4=52(\mathrm{dB})$。

末级放大器与甲类功率放大器相同，因此也可以按照甲类功率放大器计算方法进行计算。

从以上两例计算结果表明，两种放大器的增益都比较高，而在实际应用时要差一些，因为信号源与前级之间、前级与末级之间、末级与负载之间都存在阻抗失配现象，这样，将会损失一部分增益。在低频放大器里单纯为了提高增益，使阻抗完全匹配是不利的。当信号源与 BG_1 输入级的阻抗匹配时，对信号的增益可以增大，但是很可能使放大器的噪声也加大；当前级与末级之间阻抗匹配时，放大器的非线性失真不可能在最小状态。当输出阻抗与负载匹配时，晶体管输出阻抗与负载阻抗相等，这时总阻抗为最大值，等于输出阻抗的二分之一，这将会降低放大器的高端截止频率点，即由式 $f_{\max}=\dfrac{1}{2\pi C_T R_T}$ 可知，$R_T\uparrow f_{\max}\downarrow$，这就影响放大器的频率响应。

所以，设计放大器电路时，故意让它有失配存在，最后通过实验来满足设计要求。

5. 低频放大器电路的负反馈

在设计收音机电路时，我们常常应用各种负反馈电路改变

输入、输出阻抗，改善失真和频率响应以达到设计要求。

（1）收音机电路常用的几种负反馈

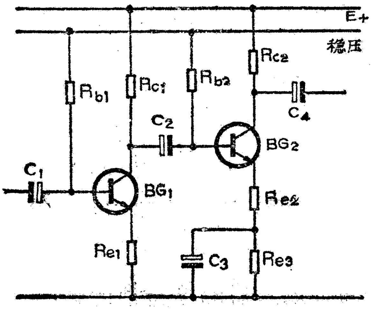


图 6-13 阻容耦合放大器的串联负反馈

串联电流负反馈——如图 6-13 所示的两级负反馈放大器，分别在 BG_1 和 BG_2 发射极串联电阻 R_{e1} 和R_{e2}。BG_1 的输出信号电流在 R_{e1} 上产生交流信号压降；BG_2 的输出信号电流在 R_{e2} 上产生交流信号压降，它们的电压各与其输入电压串联，且极性相反，所以称为串联负反馈。当 BG_1 和 BG_2 的输出信号电流为零时，R_{e1} 和 R_{e2} 上无交流压降，这就没有反馈，这种反馈方式总称为串联电流输出负反馈。

如图 6-14 所示的两级放大器电路也属于串联电流负反馈电路，但它的反馈电路跨两级。当 BG_2 的输出信号电流流经

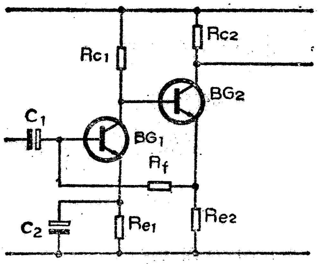


图 6-14 直接耦合放大器的串联电流负反馈

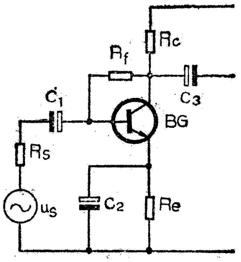


图 6-15 并联电压负反馈

电阻 R_{e2} 时产生交流信号压降，通过电阻 R_f 引至 BG_1 输入级。

并联电压负反馈——如图 6-15 所示的放大电路，是利用输出信号电压，通过 R_f 与输入信号并联地反馈到输入端的。

(2) 负反馈对增益(K_i、K_u)的影响

(a) 负反馈与电流增益 K_i 的关系

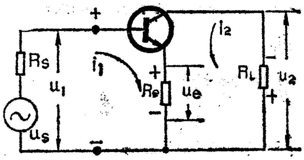


图 6-16 串联反馈对 K_i、K_u 的影响

图 6-16 为串联负反馈电路。我们假定在某瞬间输入信号为正，则输出信号相位差 180°，即为负，在 R_e 电阻上得到一个上正下负的信号电压，反馈是以电压 u_e 形式加到输入端的，称为串联负反馈。反馈时的电流增益为

$$K_i'=\frac{K_i}{1+K_iF_i},$$

式中 K_i 为无反馈时电流增益；

K_i' 为有反馈时电流增益；

F_i 为串联电流反馈系数。

串联电流反馈系数为

$$F_i=\frac{u_e}{u_2}=\frac{i_2R_e}{i_2R_L}=\frac{R_e}{R_L}.$$

在共发电路里，$R_e \ll R_L$，因此 F_i 值较小，所以 $K_i' \approx K_i$。

这种负反馈电路放大器的电流增益几乎不变，因为这种反馈在串联反馈电路里，不是反馈电流，而是反馈电压，所以信号电流没有改变。

另外我们从无反馈的电流增益公式 $K_i=\frac{h_{fe}}{1+h_{oe}R_L}$ 里也可

知，K_i 与 h_{ie} 无关，而串联反馈的形式只是使 h_{ie} 改变而已，所以电流增益几乎不变。

倘若把信号源考虑进去后，因为串联负反馈使晶体管放大器的输入阻抗发生变化，因而输入电流也发生变化，故总的电流放大比（即电流增益）要受影响，即减小。

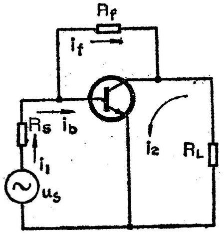


图 6-17 并联反馈对 K_i、K_u 的影响

如图 6-17 所示的并联反馈电路就不然，它主要是反馈电流，所以对电流增益有显著影响。同理，并联反馈时电流增益也有影响。

并联反馈电流增益

$$K_i' = \frac{K_i}{1 + K_i \cdot \overline{F}_i},$$

并联电流反馈系数

$$\overline{F}_i = \frac{R_L}{R_f}。$$

从上式可看出，在 R_f 愈小，$\overline{F}_i$ 愈大，表示反馈愈强，即电流增益 K_i' 愈小。

(6) 负反馈与电压增益 K_u 的关系

在共发电路里，串联和并联负反馈电路的电压增益变化也不一样。

按图 6-16 所示的串联负反馈电路，在有负反馈时电压增益为

$$K_u' = \frac{K_u}{1 + K_u \cdot F_u},$$

式中 K_u 为无反馈时电压增益；K_u' 为有反馈时电压增益。

串联电压反馈系数为 $F_u = \dfrac{R_e}{R_L}$。

若加强反馈，$F_u \cdot K_u$ 值增大，K_u' 将减小。同时从无反馈时电压增益的公式 $K_u=\frac{h_{fe}\cdot R_L}{h_{ie}+\Delta h_e\cdot R_L}$ 可知，K_u 与 h_{ie} 有关。即串联负反馈，当反馈加强，R_e 增大，将使 h_{ie} 增大，K_u 必然减小。按图 6-17 所示的并联负反馈电路可知道，只对电流有反馈，对电压没有反馈，不影响输入信号电压的大小，所以，$K_u'\approx K_u$，即放大器的电压增益几乎不变。同理，倘若把信号源考虑进去后，并联反馈总的电压增益是变化的，即反馈愈强，增益将减小。

(3) 负反馈对输入电阻和输出电阻的影响

(a) 输入电阻 R_i

如图 6-18 所示的串联反馈电路。

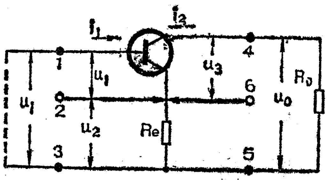


图 6-18 串联反馈电路的输入、输出电阻

有反馈时（从 1、3 端看进去）的输入电阻为

$$R_i'=\frac{u_i}{i_1};$$

无反馈时（从 1、2 端看进去）的输入电阻为

$$R_i=\frac{u_1}{i_1}.$$

因为 $u_i=u_1+u_2$，

又因为无反馈时 $K_u=\frac{u_0}{u_1}$，

$$F_u=\frac{u_2}{u_0},\ K_uF_u=\frac{u_2}{u_1},$$

所以 $R_i'=\frac{u_1+u_2}{i_1}=\frac{u_1+u_1K_uF_u}{i_1}=\frac{u_1}{i_1}+\frac{u_1}{i_1}K_u\cdot F_u$

$=R_i(1+K_u\cdot F_u)$。

这说明串联反馈时的输入电阻 R_i' 比没有反馈时的输入电阻大（$1+K_u\cdot F_u$）倍。

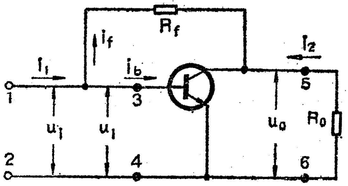


图 6-19 并联反馈电路的输入、输出电阻

如图 6-19 所示的并联反馈电路。

没有反馈时（从 3、4 端看进去）的输入电阻为

$$R_i=\frac{u_1}{i_b};$$

有反馈时（从 1、2 端看进去）的输入电阻为

$$R_i'=\frac{u_i}{i_1}.$$

因为 $i_1=i_f+i_b$, $u_i=u_1$,

又因为 $i_f=\frac{u_1+u_0}{R_f}=\frac{u_1+u_1\cdot K_u}{R_f}=\frac{u_1(1+K_u)}{R_f}$,

所以 $R_i'=\frac{u_1}{i_f+i_b}=\frac{u_1}{i_b+\frac{u_1(1+K_u)}{R_f}}$

$$=\frac{1}{\frac{i_b}{u_1}+\frac{1+K_u}{R_f}}=\frac{1}{\frac{1}{R_i}+\frac{1+K_u}{R_f}},$$

得 $\frac{1}{R_i'}=\frac{1}{R_i}+\frac{1+K_u}{R_f}$,

即 $R_i'=R_i /\!/ \frac{R_f}{1+K_u}$.

这个公式说明，并联负反馈的输入电阻 R_i' 是没有反馈时的输入电阻 R_i 和电阻$\frac{R_f}{1+K_u}$并联，所以说并联反馈时输入电阻将减小。

(b) 输出电阻 R_0

按图 6-18 所示的串联反馈时（从 4、5 端看进去），有反馈时输出电阻

$$R_0'=\frac{u_0}{i_2};$$

无反馈时（从 4、6 端看进去）输出电阻

$$R_0=\frac{u_0}{i_2}.$$

因为 $u_0=i_2R_0+i_2R_e-K_u\cdot u_1$，其 K_u、u_1 是输出端 4、5 的信号电压经 R_e 反馈到输入端后，在输出电路里所表示的等效电势。

又因为在输入端 1、3 短路后，$u_1=-u_2=-i_2R_e$（u_1 与 u_2 相位是相反的，所以 u_2 为负值。）

因此
$$\begin{aligned} u_0&=(i_2R_0+i_2R_e+K_ui_2R_e)\\ &=i_2(R_0+R_e+K_uR_e)\\ &=i_2[R_0+R_e(1+K_u)]。\end{aligned}$$

所以
$$R_0'=\frac{u_0}{i_2}=R_0+R_e(1+K_u)。$$

这说明串联负反馈的输出电阻 R_0'，将比没有反馈时的电阻增加 $R_e(1+K_u)$值。

在图 6-19 所示的并联反馈电路。

无反馈时（从 5、6 端看进去）输出电阻 $R_0=\frac{u_0}{i_2}$；

有反馈时输出电阻 $R_0'=\frac{u_0'}{i_2}$。

在这里应注意，有反馈时的输出电压 u_0' 与没有反馈时的输出电压 u_0 不相等的。因为

$$u_0'=i_2R_0-K_u\cdot u_1,$$

式中 $K_u\cdot u_1$ 就是反馈到输入端的信号电压在输出电路里所表示的等效电势。

又因为 $u_1=\overline{F}_u\cdot u_0'$，并联电压反馈系数为

$$\overline{F}_u=\frac{u_f(\text{反馈电压})}{u_0'(\text{输出电压})},$$

因此 $$u_0'=i_2R_0-K_u\cdot\overline{F}_u\cdot u_0',$$

简化后 $$i_2=\frac{(1+K_u\cdot\overline{F}_u)u_0'}{R_0},$$

即 $$R_0'=\frac{u_0'}{i_2}=\frac{R_0}{1+K_u\cdot\overline{F}_u}。$$

这就表示有并联反馈的输出电阻 R_0' 比无反馈时的输出电阻要小 $(1+K_u\cdot\overline{F}_u)$ 倍。

在低放电路里，根据设计要求，可以同时采用并联和串联反馈方式（见图 9-2 风雷 B74 电原理图）。

(4) 负反馈与信号失真和频率响应的关系

每设计一个放大器时，对增益、失真、频响都有一定的要求，而失真度是设计人员提高放大器质量的重要指标。为了把失真度减小到最低程度，我们在设计时，必须选好工作点，负载线等。可是由于晶体管的一致性很差，要确保大批量产品都能达到失真度的指标，必须采用负反馈。因为它是减小失真的最简便方法。

图 6-20 为具有负反馈的放大器方框图。

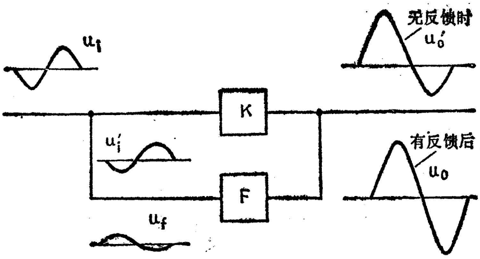


图 6-20　非线性失真的改善

当放大器的输入信号是一个不失真的正弦信号 u_i，经放大后产生了非线性失真，其输出的信号为 u_0'。u_0' 的第一半周大，第二半周小，是一个失真的波形。而反馈电路把失真的输出信号的一部分 $u_f(u_f=\bar{F}_u\cdot u_0')$ 反馈到输入电路，u_f 的波形形状与 u_0' 相仿，即第一半周大，第二半周小，u_f 的相位与 u_0' 相同，而与输入信号 u_i 的相位差 180°，经负反馈后输入信号 $u_i'=u_i-u_f$，其波形仍然是失真的。但失真的波形与 u_0' 相反，相位与 u_0' 相位差 180°。当 u_i' 经放大后补偿了放大器的失真，使输出信号 u_0 的失真得到改善，即近似于正弦波形状。

但是负反馈不能解决所有的非线性失真。当失真很严重时，高次谐波很大，把高次谐波反馈到输入端进行放大时，由于放大器的带宽有限，高次谐波得不到放大，亦不能达到改善失真的目的，所以设计时必须引起注意。

在收音机的低频放大器里，串联、并联反馈同时应用，主要是为了改善失真，同时也使放大器的频带展宽得到较好的效果。

所谓频率响应曲线，就是放大器的增益随频率而变化的曲线。由于种种原因，一般晶体管放大器的增益，只在很窄的频带宽度内不变，而超出一定频带宽度后，放大器增益将下降。

对低频放大器的频率响应的要求为 150 Hz—4500 Hz，在这个频带范围内，低端频率与中间频率 1000 Hz 的增益之差应小于 3 dB，高端频率与中间频率 1000 Hz 的增益之差应小于 6 dB。这个要求虽然不高，但在简易的三、四级收音机电路里要达到这个要求也不是太容易的。因此设计时往往借助负反馈获取这项指标的富余量。采用负反馈后增益要降低，在增益下降的同时，我们可以选用不同的反馈电路使频带边缘的增益下降比对中间频率的增益下降小些，使频带展宽。

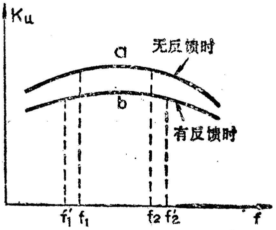


图 6-21 K_u—f 曲线

如图 6-21 的曲线 a 是没有负反馈时的频响曲线，它的带宽为 f_1—f_2。

曲线 b 是有负反馈时的频响曲线。它的带宽为 f_1'—f_2'，$f_1'<f_1$，$f_2'>f_2$，因此带宽 $(f_1'-f_2')>$带宽 (f_1-f_2)，这是以损失增益换取的，因此在设计放大器的增益时要有很大的余量补偿反馈损失。

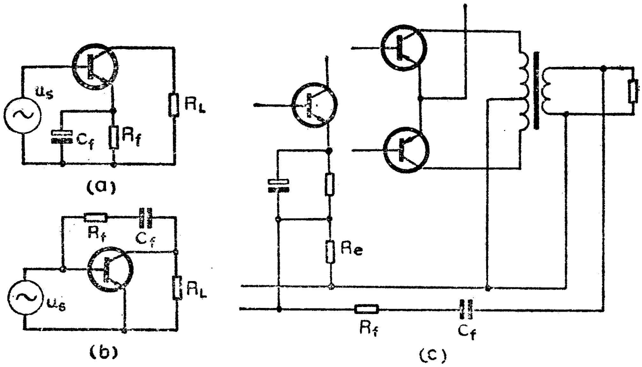


图 6-22 改善频响的几种反馈电路

在收音机里，为了改善频响，经常采用如图 6-22 所示的几种电路。根据改善频响的要求，选择不同的 C_f 值。其 C_f 值的确定通常在试验中确定，可以直观的从仪器上得到结果，这比繁复的计算简便得多。

七、功 率 放 大 级

1. 甲类功率放大器

前面讲过的变压器耦合放大器，是属于甲类放大的一种形式，放大的信号功率较小，一般收音机的激励级常采用这种电路。而甲类单端功率放大器（又称单臂放大器）的输出信号功率要大些，可以作为末级功率放大器。但是，目前的收音机末级放大已很少应用单管甲类功率放大器了。因为它的理论效率只有 50%，用于电池作为电源的收音机末级用甲类放大是很不经济的。

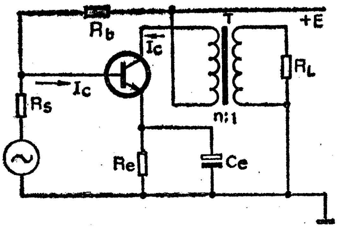


图 7-1　甲类功率放大器

图 7-1 是一个典型的甲类单端放大器，与收音机里普遍采用的激励放大器相仿，而只是放大信号大小，输出功率大小有别。前者大，要推动的负载是喇叭；后者小，其输出的负载是末级乙类放大器的基极回路。所以在形式上、工作原理上是相同的。

下面我们用图解法来分析和计算图 7-1 甲类单臂放大器的主要电路参数。

(1) 电路参数计算

在选定晶体管后，根据它的耗散功率 P_{cm} 在输出特性曲

线族上作一条如图 7-2 所示的 (0.8 P_{cm}) 曲线。因为在设计功放时，应考虑安全问题，给定安全系数为 0.8，因此实用的耗散功率曲线为 0.8 P_{cm}。在这条曲线的左侧是“安全区”，右侧是“禁区”，即设计的最大功耗应小于 0.8 P_{cm}，所以选择工作点只能在“安全区”内。

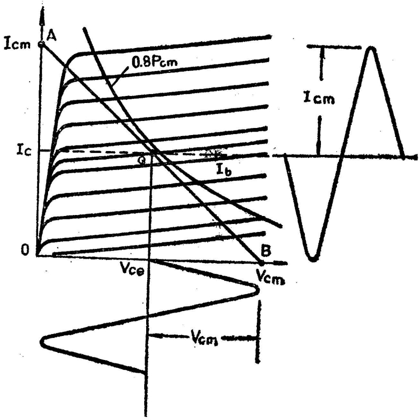


图 7-2　根据输出特性曲线确定甲类单端放大器电路参数

在确定电源 E 之后，根据选用的I_c和晶体管的直流 β 值，就可以确定直流工作点 Q，此时加在晶体管集电极和发射极之间的实际电压 V_{ce} 就可以由下式求出，即

$$V_{ce}=E-I_cR_e.$$

在功率放大器里 R_e 取得很小，因此 $I_c \cdot R_e$ 可忽略(即直流负载近似为零)，所以 $V_{ce} \approx E$，因此通过 Q 点作垂直于横轴直线，就是直流负载线。

放大器的交流负载为

$$R'_L=n^2R_L.$$

式中　n——输出变压器变压比。

根据 R'_L和 $V_{ce}=E=I_cR'_L$，通过 Q 点作出一条$\overline{AB}$直线，这就是交流负载线。交流负载线与 I_c 纵轴的交点和与 V_{ce} 横轴的交点，为交流信号最大幅度 I_{cm} 和 V_{cm}。这时集电极回路的 V_{ce}、I_c 与 V_{cm}、I_{cm} 的关系如下：

$$I_c=\frac{1}{2}I_{cm}=\frac{E}{R_L'}, \quad V_{ce}=\frac{1}{2}V_{cm}=E,$$

其有效值为

$$I_c'=\frac{I_c}{\sqrt{2}}=\frac{E}{\sqrt{2}R_L'}, \tag{7-1}$$

$$V_{ce}'=\frac{V_{ce}}{\sqrt{2}}=\frac{E}{\sqrt{2}}. \tag{7-2}$$

求得有用的交流输出功率为

$$P_L=I_c'\cdot V_{ce}'=\frac{I_c}{\sqrt{2}}\cdot\frac{E}{\sqrt{2}}=\frac{1}{2}I_cE,$$

或 $$P_L=(I_c')^2\cdot R_L'=\left(\frac{E}{\sqrt{2}R}\right)^2\cdot R_L'=\frac{E^2}{2R_L'}.$$

晶体管集电极耗散功率为

$$P_c=I_c\cdot V_{ce}=\frac{E}{R_L'}\cdot E=\frac{E^2}{R_L'}=2P_L。$$

校核设计时，$P_c<0.8P_{cm}$ 才行。

电池供给的直流功率为

$$P_E=P_c=\frac{E^2}{R_L'}。$$

甲类放大器的效率

$$\eta=\frac{P_L}{P_E}=\frac{\frac{E^2}{2R_L'}}{\frac{E^2}{R_L'}}=\frac{1}{2}=50\%。$$

由此可见甲类放大器在最理想时的效率为 50%，主要因为甲类放大器在输入信号为零时，I_c 仍然较大之故。

在实际应用时效率还要低些，这是因为温度变化将引起直流工作点改变及交流放大系数 h_{fe} 改变。又因为在大信号工作状态时，输出信号电流变化的幅度大，有可能超出线性范围，结果输入电流和输入电压之间，输出电流和输入电流之间，不是线性关系，放大器将产生失真。另外在大电流时，管子的饱和压降 V_{ces} 和电源电压相比将不能忽略，发射极电阻 R_e 上也有损耗，因此实际应用的效率只有 20%左右。

(2) 晶体管的确定

晶体管选择原则：

第一，由于在输出的峰值电压 $V_{cm}=2V_{ce}\approx 2E$，所以要求晶体管的 $BV_{ceo}>2E$。

第二，晶体管在最高工作温度时的耗散功率 P_d 应大于两倍的有用交流输出功率，即 $P_d>2P_L$。

第三，由于晶体管最高工作温度时的耗散功率 P_d 与结温 T_j 和工作环境温度 T_i 有关，即

$$P_d=\theta\cdot(T_j-T_i).$$

式中 θ——在 T_i 时额定功率下降系数(mW/°C)。

硅管 3 DG 6 的结温 $T_j=150$°C，θ 为 0.8 mW/°C 左右。

锗管 3 AX 1-5、3 AX 21-24、3 AX 31 等的结温 $T_j=75$°C θ为 2 mW/°C左右。

由此可见，从稳定性考虑，用硅管比用锗管好。

2. 乙类推挽功率放大器

乙类推挽电路是由两只晶体管组成，在乙类运用时，两只晶体管的集电极电流只有在输出信号的半个周期内流通，并且是交替工作的，硅管和锗管都是这样。

但是，乙类推挽电路采用硅管时，必须选择V_{bes}和V_{ces}小，I_{cm}和P_{cm}大的管子。选用6 V以上的电源，在偏置电路采取恒流稳压措施才行。

恒流稳压偏置电路由BG_3(场效应晶体 管）和D（硅二极管）组成。见图7-3所示，这是利用场效应晶体管相对恒定的

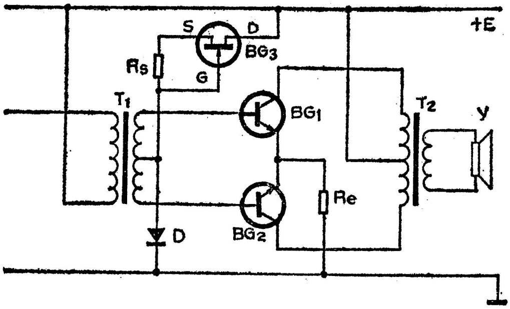


图 7-3 硅管推挽电路

电流特性作为功放级的偏置，达到稳定目的。

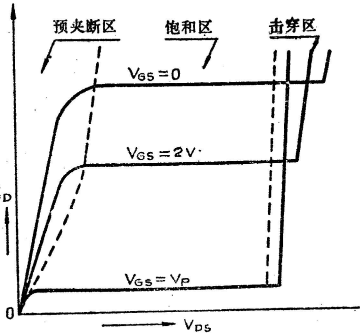


图 7-4 场效应晶体管漏极特性

场效应晶体管有三个工作区：预夹断区（可变电阻区），饱和区（线性放大区）和击穿区。由图7-4所示，在饱和区里V_{DS}(漏极——源极电压）很大的变化而漏极电流I_D几乎维持不变。我们利用这个恒定电流特性，在偏置电路应用。

由图7-4可知，当场效应管栅极加上负压时，饱和电流将降低，因此，根据推挽电路静态工作点的要求，可以调节R_S

值，改变栅压控制漏极电流 I_D。

假设我们所需的基极偏置电流为 I_1，则 R_S 由下式求得，即

$$R_S=\left(\frac{\sqrt{I_1/I_{DSS}}-1}{I_D}\right)V_P(\text{欧姆})。$$

其中 $$I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2(\text{毫安})。$$

式中 I_1——推挽管所需的基极偏置电流(mA)；

I_{DSS}——零栅压时的漏极电流(mA)；

I_D——漏极电流(mA)；

V_{GS}——栅极电压(V)；

V_P——夹断电压(V)。

如果选用的场效应晶体管的 I_{DSS} 值正好等于推挽管所需的偏置电流时，就可以令 R_S 值等于零。

如图 7-3 所示，具有恒流稳压偏置电路的硅管推挽功率放大器的稳定性较好。电路里的二极管 D 一般选用 2 CP 6，BG_3 场效应管可以选用 3 DJ 6，3 DJ 7 等，前者相当于功率放大器电路的下偏流电阻；后者相当于上偏流电阻。

二极管 D 在电路里起着稳压作用，同时，在环境温度变化时还有稳定电路的作用，这在前文已有叙述。

BG_3 场效应管在电路里的作用是恒定 BG_1、BG_2 功放管的基极电流。由 $I_c=I_{ceo}+\beta I_b$ 式可知，功放管 BG_1，BG_2 用硅管时，I_{ceo} 很小，可以忽略，所以 $I_c\approx\beta I_b$。采用恒流偏置电路后，电源电压改变时，I_b 基本不变。这时，影响工作点的主要因素是功放管的 β 值，而 β 是随温度的变化而变化的，它的变化很小，温度每升高一度，β 变化(0.5～1)%，这对锗管和硅管电路都一样，影响很小。所以图 7-3 硅管功率放大器的稳

定性，比图 7-5 锗管功率放大器的稳定性更好。

硅管 V_{ces} 较大，影响功率放大器的动态范围， 电 路容易趋向饱和，因此，硅管功率放大器电路选用较高的电源电压增大动态范围、一般选用 6 V 以上电源，这样就可以输出较大的功率。

关于硅管推挽电路计算的方法与锗管推挽电路相同，因此我们以图 7-5 的锗管推挽电路为例，用图解法进行分析，并计算有关电路的参数。

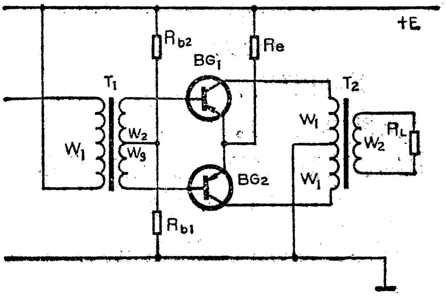


图 7-5 锗管推挽电路

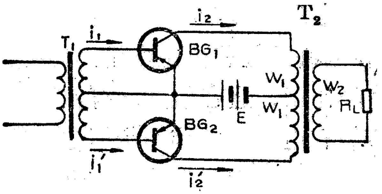


图 7-6 乙类推挽简化电路

(1) 电路参数计算

将图 7-5 简化为图 7-6 所示的电路。

假设输出变压器 T_2 的初级直流电阻为零，又因为R_e很小，一般 $R_e < 5\ \Omega$，因此它的直流负载近于零。

由于 BG_1 和 BG_2 工作情况相同，我们以 BG_1 晶体管为例来进行分析计算。

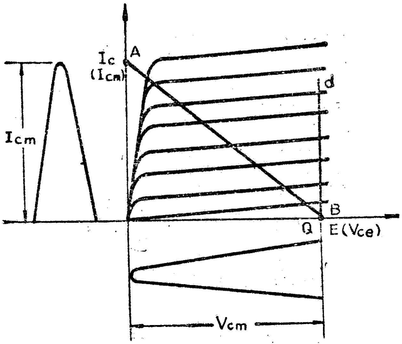


图 7-7 乙类推挽放大的图解法（单管时）

为了便于和甲类放大相比较，并且简化计算工作，暂不考虑变压器和电路中其它电阻的损耗，假设静态时集电极电流为零，即 $I_c=0$，$V_{ce}=E$。

这时如图 7-7 所示，横轴线上的 Q 点就是直流工作点。

通过 Q 点作横轴线的垂直线 $\overline{Qd}$ 就是直流负载线。

在理想情况下，交流信号的振幅为最大，即

$$I_c=I_{cm}.$$

我们根据 $I_c=I_{cm}$；$V_{ce}=E$，通过 Q 点作的 $\overline{AB}$ 直线就是交流负载线。

$$\text{其 } I_{cm}=\frac{E}{R'_L}, V_{cm}=V_{ce}=E。$$

式中 $R'_L=nR_L$；n 为输出变压器 T_2 的二分之一的初级圈数与次级圈数之比。

每只管子的电流有效值为

$$I'_{cm}=\frac{I_{cm}}{2}=\frac{E}{2R'_L}.$$

（因为只有在半个周期里才有电流流通）

每只管子的有用交流输出功率为

$$P_{L1}=(I'_{cm})^2R'_L=\left(\frac{E}{2\,R'_L}\right)^2R'_L$$

$$=\frac{E^2}{4\,R'_L}。\tag{7-3}$$

两只晶体管的交流输出功率为

$$P_L=2\,P_{L1}=\frac{E^2}{2\,R'_L}.\tag{7-4}$$

两只晶体管的集电极电流平均值为

$$I_{c平均}=\frac{2\,I_{cm}}{\pi}=\frac{2\,E}{\pi R'_L}.\tag{7-5}$$

电池供给两只晶体管的直流功率为

$$P_E=I_{c平均}\cdot E=\frac{2\,E}{\pi R'_L}\cdot E=\frac{2}{\pi}\cdot\frac{E^2}{R'_L}.\tag{7-6}$$

乙类推挽功率放大器的效率为

$$\eta=\frac{P_L}{P_E}=\frac{\dfrac{E^2}{2\,R'_L}}{\dfrac{2}{\pi}\cdot\dfrac{E^2}{R'_L}}=\frac{\pi}{4},\tag{7-7}$$

$$\eta=0.785=78.5\%。$$

这是理想情况时的效率。而实际应用时，乙类放大器同样与前面甲类放大那样，会产生失真和不可忽略的变压器、R_e的损耗。所以实际应用的效率有所降低，一般乙类放大器的效率可达到60%左右。

由此可见，乙类比甲类应用的效率高，主要是因为乙类放大器在输入信号为零时，不产生集电极电流（实际也只有2-4 mA的静态工作电流）之故。

乙类放大晶体管的集电极耗散功率

乙类放大器与甲类不同，在无信号输入时，乙类工作的晶体管集电极电流为零，不耗损功率；在 I_{cm} 最大时，由于集——发管压降 V_{ce} 最小，功耗也不是最大，只有在 I_{cm} 为 KI_{cm} 和 V_{cm} 为 KV_{cm} 的输出功率时，集电极耗损功率才最大。

我们将 KI_{cm} 和 KV_{cm} 代入式(7-4)、(7-5)和(7-6)计算后，求得 $K=\frac{2}{\pi}$ 时，耗散功率为最大，这时的单管耗散功率相当于最大输出功率的四分之一，即

$$p_{c1} \approx 0.25\, p_L。$$

这说明乙类推挽放大器的输出功率为 1 W时，选用耗散功率为 250 mw 的管子就行了。亦就是选用晶体管的耗散功率是输出功率的四分之一即可。

确定晶体管集电极耗散功率，也可以采用直观的办法确定。因为电池供给的功率是 p_E，而输出的有用功率为 p_L，当 (p_E-p_L) 所余下的功率将耗散在两只推挽管上，因此每只管子的耗散功率为

$$p_{c1} \approx \frac{p_E-p_L}{2},$$ 这是经验估算法。

(2) 非线性失真

晶体管本身就是非线性器件。由于晶体管特性的非线性，必将产生失真。当功率放大器在大信号工作状态时，失真情况要比前置放大器的小信号工作状态严重，主要有五个方面的因素。

第一、正向转移特性曲线的弯曲部分引起的失真。

由图 7-8 所示的共发电路的 I_C-V_{be} 正向转移特性曲线可

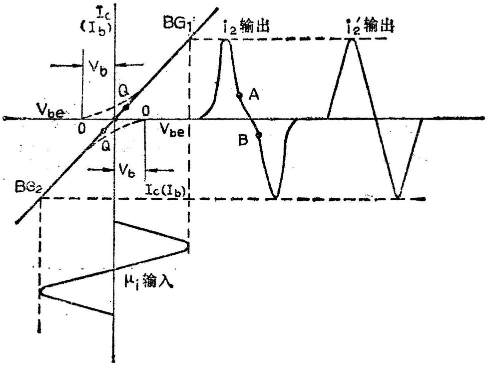


图 7-8 "交越"失真和失真的消除

知，在 V_{be} 近于零时呈现一段弯曲部分(图中虚线所示)，对输入正弦信号电压 u_i 将产生失真，使输出电流信号 i_2 在 A-B 段交接处产生严重失真，我们称为"交越"失真或"交叉"失真。

消除"交越"失真方法，可在晶体管基极加上适当偏压。如图 7-5 所示的正向偏压，使推挽电路不工作在理论乙类状态，而稍偏向于甲乙类状态，使起始工作点远离电流截止点，即在图 7-8 所示特性曲线的 Q 点，使信号电流工作在特性曲线的近似直线部分(图中实线所示)，这样失真可以大大减小。

为了减小失真，在输入回路中串接了 R_{b2}，这将引起输入信号的损耗，所以 R_{b2} 应尽量小，即一般只有 200 Ω 左右。这里要注意，在 R_{b2} 两端是不能并接旁路电容的，否则由于电容器充放电特性会在输入信号的半个周期里出现反向偏置，造成更大的"交越"失真。

图 7-8 中所示的是输出电流波形，由于 h_{fe} 是常数，输出电流 i_2 正比于输入电流 i_1，即 $i_2=h_{fe}i_1$，因此输入电流和输出电流波形是相同的。

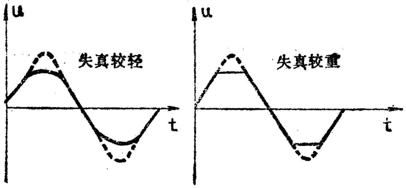


图 7-9　信号进入"禁区"后的失真波形

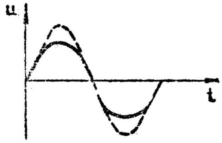


图 7-10　软削波失真

第二、信号摆幅过大，部分信号进入"禁区"引起失真，如图 7-9 所示。

引起这类失真时，轻者正弦波形变成秃顶状如左图；重者变成平顶状(梯形波)如右图。

要减小这种失真，必须减小集电极回路的最大电流 I_{cm} 值。因为 $I_{cm}=\frac{E}{R_L'}$，式中 E 是固定值，因此必须改变负载或者改变输出变压器的传输比，使 I_{cm} 减小。

第三、输出特性的非线性所形成一种软削波波形的失真，如图 7-10 所示。

产生这类失真的主要原因是功放管在大信号工作时的 h_{fe} 随交流信号电流 I_{cm} 的增加而下降所致。如 $I_{cm}=10$ mA时，$h_{fe}=80$；而在 $I_{cm}=50$ mA 时，$h_{fe}=30$。在大电流时，放大量降低，产生了削波，并且不对称。因为两只功率放大管的 h_{fe} 随 I_{cm} 变化关系不一定是对称的。此种失真现象很难克服。遇到这种情况应考虑更换管子了。

第四、静态工作点随温度变化过大，引起失真。

这类失真是由于设计时考虑不周而引起的。要减小失真，就要在设计时考虑一个稳定系数较低的电路。一般是在发射极串接小于 5 Ω 的电阻，增加负反馈。同时也可以减小基极电阻 R_{b1} 和 R_{b2}，使 S 值减小。

第五、两只功放管不配对和输出变压器初级不对称所引起的失真。

由于生产工艺不严格所造成的失真现象，将使输出正弦波的上下半周大小不一样。

以上叙述的是乙类放大器容易产生失真的方面。但是乙类放大器也有好的方面。在晶体管放大器里，产生的多次谐波失真，其中以二次谐波失真最为严重，而在乙类放大器里，二次谐波(包括偶次谐波)的失真却很小。因为乙类放大器分别有两只晶体管放大，产生的二次谐波在集电极回路里是同相位，即当两个集电极回路里的二次谐波信号合成后流过变压器时将互相抵消，因此在输出变压器的次级就没有二次谐波信号了，这就是乙类放大器的失真比甲类功率放大器小的主要因素。

可是当功率管不配对、输出变压器不对称时，两次谐波信号仍然有输出，并会造成小的失真的。

(3) 乙类放大器电路参数计算实例

以图 7-5 为例，选用 3 AX31 作为乙类推挽放大管，电源电压 $E=6$ V，输出功率 $p_L=200$ mw。

(a) 求最大电流(峰值电流)I_{cm}

当选取变压器效率 $\eta=0.8$ 时， 两只晶体管应该输出功率

$$p_0=\frac{p_L}{\eta}=\frac{200}{0.8}=250(\text{mw})。$$

单只晶体管输出功率 $p_{01}=\frac{p_0}{2}=125(\text{mw})$。

考虑到发射极电阻的压降和 3 AX 31 晶体管的饱和压降，$V_{cm}\neq E$，而 $V_{cm}=E-V_e-V_{ces}=6-0.35-0.35=5.3(V)$。所以

$$I_{cm}=\frac{4P_{01}}{E-V_e-V_{ces}}=\frac{4\times125}{6-0.35-0.35}=94(\text{m}A)。$$

根据以上计算．选择的 3 AX 31 必须满足以下几个要求，即

$$耗散功率\quad P_d>\frac{1}{4}P_0=63\text{mw};$$

$$最大工作电流 I_{CM}>I_{cm}=94\text{mA};$$

$$反向击穿电压 BV_{ce0}>2E=12\text{ V}。$$

(b)电路元件计算

$$R_e=\frac{V_e}{I_{cm}}=\frac{0.35}{94\times10^{-3}}=3.8(\Omega)，选取 R_e=4.7\,\Omega。$$

当 $I_c=4$ mA，$I_{ce0}=0.5$ mA，直流 $\beta=40$ 时，

$$I_b=\frac{I_c-I_{ce0}}{\beta}=\frac{4-0.5}{40}=0.09(\text{mA}),$$

一般 $I_b'=(5\sim10)I_b$，

取 $I_b'=10\,I_b=0.9$ mA，

$$所以\quad R_{b2}=\frac{V_{be}}{I_b'}=\frac{0.25}{0.9\times10^{-3}}=270(\Omega);$$

$$R_{b1}=\frac{E-V_{be}}{I_b'}=\frac{6-0.25}{0.9\times10^{-3}}=8(\text{K}\Omega)。$$

选用 10KΩ 微调电阻。

(c) 单臂的初级阻抗 R_{01}

$$R_{01}=\frac{(E-V_e-V_{ces})^2}{2\,P_0}=\frac{(6-0.35-0.35)^2}{2\times250\times10^{-3}}=56(\Omega)。$$

(d)输出总阻抗 R_0

$$因为\qquad \frac{W_1}{W}=\sqrt{\frac{R_{01}}{R_0}},\quad W_1=\frac{W}{2},$$

(W 为 T_2 变压器初级总圈数)

简化后得

$$R_0=\left(\frac{W}{\frac{W}{2}}\right)^2 R_{01}=4\ R_{01}.$$

所以 $R_0=4\ R_{01}=4\times56=224(\Omega)$。

(e) 晶体管集电极平均电流

单管：$I_{c1平均}=\dfrac{I_{cm}}{\pi}=\dfrac{94}{\pi}=30(\mathrm{mA})$；

双管：$I_{c平均}=2\ I_{c1平均}=60\ \mathrm{mA}$。

(f) 两管的直流耗散功率 P_E

$$P_E=I_{c平均}\cdot E=60\times6=360(\mathrm{mw})。$$

电池供给的直流功率为 360 mw，功率 放大器的功能就是将电源的功率转换成交流信号功率输出。输出功率与直流功率之比为放大器的效率。

放大器本身的效率为

$$\eta=\frac{P_0}{P_E}=\frac{250}{360}=70\%。$$

由于输出变压器损耗，实际输 出 至 负 载的功率 $P_L=200$ mw，因此功率放大器真正的效率为

$$\eta=\frac{P_L}{P_E}=\frac{200}{360}=56\%.$$

(g) 输入阻抗

输出功率为 250 mw 的末级功放，其增益为 25 dB 时，所需要输入功率有下式求得，即

$$\mathrm{K}_p=10\lg\frac{P_0}{P_i}=10\lg\frac{250}{P_i}=25\ \mathrm{dB},$$

则输入功率 $p_i=0.8$ mw。

选取 3 AX 31 的 $h_{fe}=40$ 时，那末

功放级输入电流 $I_i=\frac{I_{cm}}{h_{fe}}=\frac{94}{40}=2.4(\text{mA})$，

功放级输入电压 $V_i=\frac{2P_i}{I_i}=\frac{2\times0.8}{2.4}=0.7(\text{V})$，

所以输入阻抗 $R_i=\frac{V_i^2}{2P_i}=\frac{0.7^2}{2\times0.8\times10^{-3}}=306(\Omega)$。

(h) 校核

在功率放大器电路的计算过程中，有很多参数是假设的，否则不仅会使计算变得非常复杂，而且也是没有必要的。最后可以通过功率增益的核算来验证上述计算是否能达到设计要求。

$$\text{K}_p=\frac{h_{fe}^2\cdot R_0}{R_i}=\frac{40^2\times224}{306}=1170,$$

化为 dB 后，$\text{K}_p=30$ dB，这已达到设计要求，并有一些富余量。

(4) 输出、输入变压器计算

(a) 输出变压器

工作条件：

初级阻抗 $R_0=224\ \Omega$；

次级阻抗 $R_L=8\ \Omega$；

变压器效率 $\eta=0.8$；

最低工作频率 $f=100$ Hz；

频率失真系数 $M=1.3$(注)。

铁芯为壳式(俗称 E 型铁芯)，选用 D 42，导磁系数$\mu_0=400$ 的矽片。

铁芯尺寸 $a=b=0.6\text{cm}, h=1.5\text{cm}$.

$c=1.2$ cm，$l_c=2(h+b)+\frac{1}{2}a\pi=5.1$ cm，

$q_c = a \cdot c = 0.72\ \text{cm}^2$，$l_0$ 平均线匝长度 $= 6\ \text{cm}$。

计算：

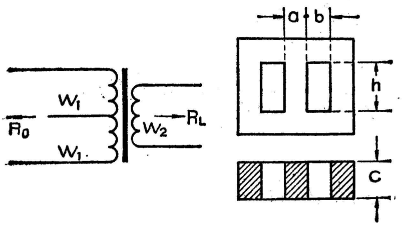


图 7-11　输出变压器

初级电感

$$L = \frac{0.159 \cdot R_0}{f\sqrt{M^2 - 1}} = \frac{0.159 \times 224}{100\sqrt{1.3^2 - 1}} = 0.43(\text{H});$$

变压比　$n = \dfrac{W_2}{W_1} =$

$$\sqrt{\frac{R_L}{R_{01}}} = \sqrt{\frac{8}{56}} = 0.38.$$

初级单臂直流电阻：

$$r_1 = 0.586 \cdot R_{01}(1 - \eta) = 0.586 \times 56(1 - 0.8) = 6.6(\Omega).$$

初级双臂直流电阻：

$$r = r_1 + r_1 = 13.2(\Omega)。$$

次级直流电阻：

$$r_2 = 0.414 \cdot R_L(1 - \eta) = 0.414 \times 8(1 - 0.8) = 0.7(\Omega).$$

初级圈数：

$$W = 8.92 \times 10^3 \sqrt{\frac{L \cdot l_c}{\mu_0 \cdot q_c}} = 8.92 \times 10^3 \sqrt{\frac{0.43 \times 5.1}{400 \times 0.72}}$$

$$= 610(\text{T}),$$

$$W_1 = \frac{1}{2} W = 305(\text{T})。$$

次级圈数：

$$W_2 = nW_1 = \frac{nW}{2} = \frac{0.38 \times 610}{2} = 116(\text{T})。$$

初级导线直径：

$$d_1=0.15\sqrt{\frac{l_0\cdot W_1}{r_1}}=0.15\sqrt{\frac{6\times10^{-2}\times305}{6.6}}=0.24(\mathrm{mm})。$$

次级导线直径：

$$d_2=0.15\sqrt{\frac{l_0\cdot W_2}{r_2}}=0.15\sqrt{\frac{6\times10^{-2}\times116}{0.7}}=0.46(\mathrm{mm})。$$

(b) 输入变压器

工作条件：

初级阻抗

$R_0=2.9\mathrm{K}\Omega$；

次级阻抗 $R_i=306\Omega$；

变压器效率$\eta=0.8$；

最低工作频率

$f=100\ \mathrm{Hz}$；

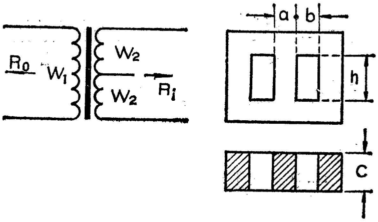


图 7-12 输入变压器

频率失真系数 $M=1.3$；

铁芯——选用 D42 矽片，导磁系数 $\mu_0=400$。

铁芯尺寸：$a=0.5\ \mathrm{cm}$，$b=0.45\ \mathrm{cm}$，

$h=1\mathrm{cm}$，　　$c=0.7\mathrm{cm}$，

$$l_c=2(h+b)+\frac{1}{2}a\pi=3.7\ \mathrm{cm}。$$

$$q_c=a\cdot c=0.35\ \mathrm{cm}^2，$$

l_0 平均线匝长度$=4.2\ \mathrm{cm}$。

计算：

变压比：$$n=\frac{W}{W_1}=\frac{2W_2}{W_1}=\sqrt{\frac{R_i}{R_0}}=\sqrt{\frac{306}{2.9\times10^3}}=0.32。$$

初级电感：

$$L=\frac{0.159\cdot R_0}{f\sqrt{M^2-1}}=\frac{0.159\times 2.9\times 10^3}{100\sqrt{1.3^2-1}}=5.5(\text{H})。$$

初级圈数：

$$W_1=8.92\times 10^3\sqrt{\frac{L\cdot l_c}{\mu_0\cdot q_c}}=8.92\times 10^3\sqrt{\frac{5.5\times 3.7}{400\times 0.35}}$$

$$=3240(\text{T})。$$

次级圈数：

$$W_2=\frac{W}{2}=\frac{nW_1}{2}=\frac{0.32\times 3240}{2}=520(\text{T})。$$

初级直流电阻：

$$r_{初}=0.586\cdot R_0(1-\eta)$$

$$=0.586\times 2.9\times 10^3(1-0.8)$$

$$=338(\Omega)。$$

这个电阻值与变压器耦合电路的 R_{c2} 相近，由于计算方法不同稍有出入。

次级直流电阻：

$$r_{次}=0.586\cdot R_i(1-\eta)$$

$$=0.586\times 306(1-0.8)=36(\Omega)。$$

初级导线直径：

$$d_{初}=0.15\sqrt{\frac{l_0\cdot W_1}{r_{初}}}=0.15\sqrt{\frac{4.2\times 10^{-2}\times 3240}{338}}$$

$$=0.095(\text{mm})，$$

选取 0.1 mm。

注：$M=\frac{1}{y}$，y——相对放大系数，就是某频率的放大系数与平均频率放大系数之比。

$20\lg y=y_b$，y_b——频率失真的(dB)数。

当 $y_b<3$ dB，$M\approx 1.3$。

次级导线直径。

$$d_{次}=0.15\sqrt{\frac{l_0 \cdot W_2}{r_{次}}}=0.15\sqrt{\frac{4.2\times10^{-2}\times520}{36}}$$

$$=0.11(\text{mm}),$$

选取0.1 mm。

3. 无输出变压器功率放大器

功率放大器不用输出变压器时，仍然采用推挽的工作方式，两只功率管是轮流工作的，输出信号电流是通过大容量耦合电容输送到低阻抗负载上。在负载上得到的信号电流是两个半波电流合成后的完整的波形。同时无输出功放电路的推挽管的直流供电电路是串联形式，交流输出回路是并联形式，因此它的负载阻抗可以很小，可以直接地接喇叭。

由于没有输出变压器，成本降低了。同时消除了由输出变压器产生的失真和损耗；消除了由输出变压器引起的相移，使无输出电路可以采用深度负反馈。这样也消除了输出变压器与磁性天线、中频变压器等元件之间的寄生耦合，使整机电路显得较稳定。

但是无输出电路也有缺点。由于没有输出变压器，当它的负载阻抗恒定时，要增大输出功率，必须增加电源电压才行，如式(7-8)所示。而有输出变压器的功放电路，在增大输出功率时，就不用增高电源电压，只要改变变压比，使阻抗改变就可以增大或减小输出功率，它的灵活性很强。同时，不同形式的各种无输出功放也有不同的苛刻要求，因此必须根据收音机设计技术条件来选用不同形式的无输出功放电路。

(1) 输入变压器倒相式无输出电路

又称OTL的一种无输出功放电路，它是利用变压器倒相

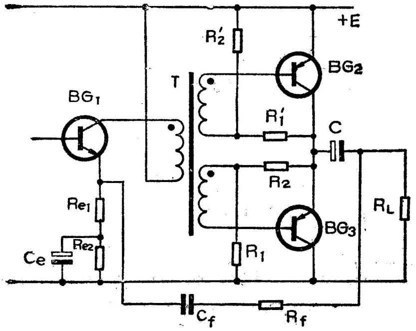


图 7-13 OTL 电路

的（见图 7-13）。倒相变压器的计算方法与输入变压器的计算方法相仿。

图 7-13 的 BG_1 管通常用硅管 3 DG 6，与前面讲的激励相仿，末级功放选用饱和压降较小的锗管 3 AX 31。

功放电路的计算如下：

当电源电压为E，每只功放管的集—发电压为$\frac{E}{2}$。

负载 R_L 上的峰值电压为

$$V_{cm}=\frac{E}{2},$$

负载 R_L 上的交流峰值电流为

$$I_{cm}=\frac{V_{cm}}{R_L}=\frac{E}{2R_L},$$

两管输出功率为

$$P=\frac{I_{cm}\cdot V_{cm}}{2}=\frac{\frac{E}{2R_L}\cdot\frac{E}{2}}{2}=\frac{E^2}{8R_L}。\qquad(7\text{-}8)$$

输出耦合电容C值由下式确定，即

$$C\geqslant\frac{1}{2\pi\cdot f_c\cdot R_L}\qquad(7\text{-}9)$$

式中 f_c——频响的最低端截止频率。

无输出变压器电路的乙类功率放大器，具体设计方法和步骤与上述有输出变压器电路的乙类功率放大器基本相同，这里

不再举例。

有关晶体管的选择问题，在乙类推挽功率放大器里，通常要求两只晶体管配对，其β和I_{ceo}要接近。实验证明，功放管在动态情况下配对是很重要的，因此一般在模拟线路上进行动态配对。

(2) 互补对称电路

图7-14是互补对称电路，其功放管BG_3和BG_4是分别选用锗PNP和锗NPN管，BG_2为推动管。

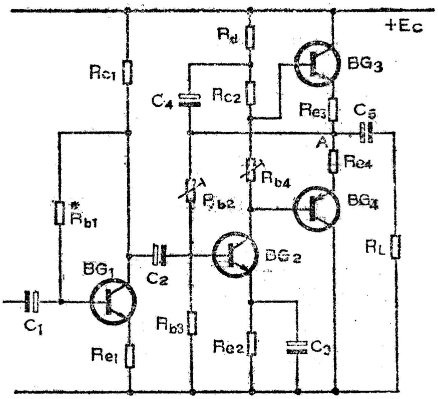


图 7-14　互补对称电路

BG_1和BG_2选用硅管3DG6。由于用了PNP和NPN两只晶体管作为功放，在输入信号同一周期内，两管分别在正半周和负半周轮流工作，自动完成倒相。在实用电路里BG_3用3BX31，BG_4用3AX31，这时可满足200 mW左右的输出功率。

互补对称放大器设计举例

图7-14是一般便携式和袖珍式收音机普遍选用的无输入，无输出低频放大器的典型电路。

要求额定功率$P_0=200$ mW，负载$R_L=8\,\Omega$扬声器，频响最低端频率$f=100$ Hz时，所需电源电压为

$$E_c=\sqrt{8P_0\cdot R_L}=\sqrt{8\times0.2\times8}=3.6(\text{V}).$$

因此取$E_c=4.5$ V的电源可以满足输出功率的要求。

功耗计算：

$$P_0'=\frac{E_c^2}{8R_L}=\frac{4.5^2}{8\times 8}=317(\text{mW}),$$

$$P_{c\max}=0.25\,P_0'=79(\text{mW})。$$

可以选择 3 AX 31 和 3 BX 31 作末级功放，因为它们的功耗 $P_{cm}=125$ mW，$P_{cm}>P_{c\max}$。

取 $h_{fe}=50$，末级静态工作点 $I_Q=4$ mA。

考虑到稳定问题，取 $R_{e3}=R_{e4}=5.1\Omega$。

电路元件计算：

R_{b4} 端电压

$$V_{b4}=V_{be3}+V_{be4}+I_Q(R_{e3}+R_{e4})$$

$$=0.15+0.15+4\times 10^{-3}(5.1+5.1)=0.31(\text{V})。$$

BG_2 选用 3 DG 6 管，$I_{c2}\gg I_{b3}$ 和 I_{b4}，所以取 $I_{c2}=2$ mA，

$$R_{b4}=\frac{V_{b4}}{I_{c2}}=\frac{0.31}{2\times 10^{-3}}=150(\Omega),$$

$$R_{c2}+R_d=\frac{\left(\frac{E_c}{2}-V_{be3}-I_QR_{e3}\right)}{I_{c2}}$$

$$=\frac{2.25-0.15-4\times 5.1\times 10^{-3}}{2\times 10^{-3}}$$

$$=1040(\Omega),$$

R_d 取 100 Ω，则 BG_2 负载 $R_{c2}=940\ \Omega$。

$$C_5=\frac{1}{2\pi\cdot f\cdot R_L}=\frac{1}{6.28\times 100\times 8}\approx 200(\mu\text{F})。$$

R_{e2}、R_{b2}、R_{b3} 计算方法与前述一般低放电路相同，当 BG_2 的 $h_{fe}=60$ 左右时，可选取 $R_{e2}=100\ \Omega$，$R_{b3}=3.6$ KΩ，R_{b2}选用 10 KΩ 微调电阻。

BG_1 选用 3 DG 6 管作前置放大，电路元件计算亦与前述

阻容耦合放大电路的计算方法相同。可选取 $R_{c1}=2.2\ \mathrm{K}\Omega$，$R_{b1}=12\ \mathrm{K}\Omega$，$R_{e1}=120\ \Omega$。

调整方法：

首先调整 R_{b2}，使 A 点电位等于 $\frac{1}{2}E_c$，然后调整 R_{b4}，使 BG_3、BG_4 的静态电流 $I_Q=4\ \mathrm{mA}$ 左右，这样反复几次调整后即可。

(3) 分负载倒相器电路

如图 7-15 所示，利用 BG_1 集电极和发射极上的输出交流信号相位差180°的关系，使 BG_2、BG_3 轮流工作。

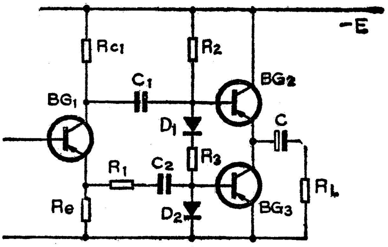


图 7-15 分负载倒相器

这种形式的输出功放电路，其失真和频响都可以调得较好，但是调试复杂，收音机一般不采用分负载倒相电路。

(4) 功率管自倒相电路*

图 7-16 所示的为自倒相功放电路。其输入交流信号经由 BG_1 的发射极跟随器输出，与 BG_2 的低阻抗输入匹配，通过 BG_2 和 BG_3 自身倒相，两管轮流工作，并且输出电流在负载 R_L 上合成正弦波。

这种电路的特点，是两只管子可以用同型号的，都是PNP

---

* 关于自倒相电路的详细说明请参阅 1978 年<无线电>杂志第 10、11 期《自倒相RC推挽电路扩音机原理和制作》一文。

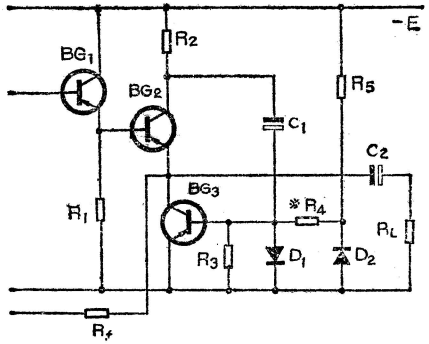


图 7-16　自倒相功率放大器

或 NPN 的；两只管子不用配对；调试也方便。

下面列举一些电路参数供参考。如图 7-16 所示，BG_1 用 3 AX 31，BG_2、BG_3 用 3 AX 81，BG_2 和 BG_3 不用配对，D_1 用 2 AP 9，D_2 用 2 CP 6，电源用 9 V，输出功率要求大于 500 mW 时，电路参数如下：

$C_1=100\ \mu F$，$C_2\geqslant 200\ \mu F$，$R_1=1000\ \Omega$，$R_2=1-2\ \Omega$，

$R_3=50\ \Omega$ 左右，$R_4=100\ \Omega$左右，$R_5=3\ K\Omega$。

以上四种不同的无输出功率放大器，目前以图 7-13，变压器倒相电路用得最广，因为用的晶体管少，调试最方便。图 7-16 的自倒相功率放大器，虽然用的晶体管多一些，但是，今后由于晶体管造价逐渐降低，自倒相功放电路将会在收音机里应用。

八、收音机设计计算实例

以风雷牌 B-74 型便携式两波段收音机为例， 来介绍硅晶体管收音机主要元器件的计算过程。整机线路见附录图 9-2 所示。

1．天线和振荡回路

(1) 中波段

频率范围按设计要求为 510 KHz-1620 KHz，

中频频率 $f_{np}=465$ KHz，

调谐回路选用等容双联 7pF-270 pF。

(a) 计算天线回路，如图 8-1 所示。

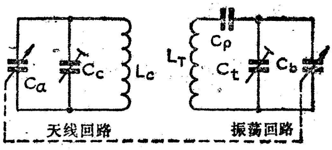


图 8-1　中波段

覆盖：　$K^2=\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2=\left(\frac{1.62}{0.51}\right)^2=10.2.$

电容：　$C_c=\frac{C_{a\,max}-K^2C_{a\,min}}{K^2-1}=\frac{270-10.2\times7}{10.2-1}=$ 21.6(pF)，

实际选用 7/30 pF 微调电容。

电感：$L_c=\frac{25330}{(C_{amax}+C_c)f^2{}_{min}}=\frac{25330}{(270+21.6)\times0.51^2}=$ 334(μH)，圈数(选用磁棒 Mz-400 型ϕ 10×110 mm)：

初级按下式计算：

$$N_1=\sqrt{\frac{250\cdot L_c\cdot T_c}{\pi\cdot S\cdot K\cdot \mu_c}}$$

由图 3-11 查得 $K=0.2$，由图 3-12 查得 $\mu_c=110$，代入上式得

$$N_1=\sqrt{\frac{250\times 334\times 2.5}{3.14\times 0.78\times 0.2\times 110}}=61(\mathrm{T}).$$

次级：

$$N_2=N_1\sqrt{\frac{R_i}{x_L}}=61\sqrt{\frac{1.8}{151}}=6.6(T)，选取 6 T。$$

变频级失配时输入阻抗 $R_i=1.8\ \mathrm{K}\Omega$。

$x_L=Q_0\omega L=120\times 2\pi\times 0.6\times 334=151(\mathrm{K}\Omega)$.

(b) 计算振荡回路，如图 8-1 所示。

确定跟踪点：

$$f_2=\frac{f_{\max}+f_{\min}}{2}=\frac{1620+510}{2}=1065(\mathrm{KHz}),$$

$$f_1=f_2-\frac{\sqrt{3}}{4}(f_{\max}-f_{\min})=1065-$$

$$-\frac{1.7\times 1110}{4}=593(\mathrm{KHz}),$$

$$f_3=f_2+\frac{\sqrt{3}}{4}(f_{\max}-f_{\min})=1065+$$

$$+\frac{1.7\times 1110}{4}=1537(\mathrm{KHz}),$$

取计算值 $f_1=0.6\ \mathrm{MHz}$、$f_2=1\ \mathrm{MHz}$、$f_3=1.5\ \mathrm{MHz}$。

对应跟踪点的 C_a 值：

$$C_{a1}=\frac{25330}{L_c\cdot f_1^2}-C_c=\frac{25330}{334\times 0.6^2}-21.6\approx 189.4\ (\text{pF}),$$

$$C_{a2}=\frac{25330}{L_c\cdot f_2^2}-C_c=\frac{25330}{334\times 1}-21.6\approx 54.4(\text{pF}),$$

$$C_{a3}=\frac{25330}{L_c\cdot f_3^2}-C_c=\frac{25330}{334\times 1.5^2}-21.6\approx 12.1(\text{pF}).$$

等容双联 $C_{a1}=C_{b1}$，$C_{a2}=C_{b2}$，$C_{a3}=C_{b3}$。

辅助参数计算：

$$m_1=\left(\frac{f_3+f_{np}}{f_1+f_{np}}\right)^2=\left(\frac{f_{z3}}{f_{z1}}\right)^2=\left(\frac{1.5+0.465}{0.6+0.465}\right)^2\approx 3.4;$$

$$m_2=\left(\frac{f_2+f_{np}}{f_1+f_{np}}\right)^2=\left(\frac{f_{z2}}{f_{z1}}\right)^2=\left(\frac{1.465}{1.065}\right)^2\approx 1.89;$$

$$l=\frac{1-m_1}{1-m_2}=\frac{1-3.4}{1-1.89}\approx 2.7;$$

$$n=\frac{C_{b3}-C_{b1}}{C_{b2}-C_{b1}}=\frac{12.1-189.4}{54.4-189.4}\approx 1.31。$$

电容：

$$C_t=\frac{C_{b3}(l-1)-C_{b1}(n-1)}{n-l}$$

$$=\frac{12.1(2.7-1)-189.4(1.31-1)}{1.31-2.7}=27.2(\text{pF}),$$

实际选用 7/30 pF 微调电容。

$$C_p=\frac{C_{b1}+C_t}{\dfrac{n-l}{(n-1)\,(1-m_1)}-1}$$

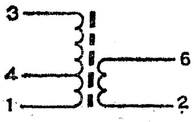
$$=\frac{189.4+27.2}{\dfrac{1.31-2.7}{(1.31-1)(1-3.4)}-1}=242(\text{pF})$$

实际选用 300 pF。

电感： $L_T=\frac{C_{b2}+C_t+C_p}{4\pi^2 f_{z2}^2(C_{b2}+C_t)\cdot C_p}$

$$=\frac{54.4+27.2+242}{4\times 3.14^2\times 1.465^2(54.4+27.2)\times 242}=166(\mu H)$$

圈数，如图 8-2 所示。



$N_{1-3}=K_b\sqrt{L_T}=6.8\sqrt{166}=87$ (T)；

$N_{1-4}=n_{ei}\cdot N_{1-3}=0.05\times 87=5$(T)；

$N_{6-2}=m_{ci}\cdot N_{1-3}=0.1\times 87=9$(T)。

图 8-2 中波 振荡线圈

振荡线圈抽头和回授线圈的计算值，应通过试验才能最后确定。变频级采用 3 DG 6 管，其工作点选取 0.4 mA—0.5 mA，h_{fe} 为 60—8 0时，变频增益可达30dB左右，最佳的振荡电压由发射极测得为 60—80 mV。为了防止强信号的自激和啸叫，集电极回路串接 100 Ω 电阻。

(2) 短波段

频率范围按设计要求为 3.6 MHz—12.3 MHz。

(a) 计算天线回路，如图 8-3 所示。

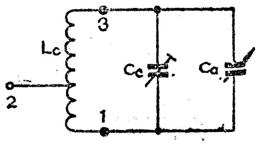


图 8-3 短波天线回路

覆盖：$K^2=\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2=\left(\frac{12.3}{3.6}\right)^2=$ 11.7。

电容： $C_c=\frac{C_{amax}-K^2C_{amin}}{K^2-1}$

$$=\frac{270-11.7\times 7}{11.7-1}=17.6(\text{pF}),$$

实际选用 5/20 pF 微调电容。

电感： $L_c=\frac{25330}{(C_{a\max}+C_c)f^2_{\min}}$

$$=\frac{25330}{(270+17.6)\times 3.6^2}=6.8(\mu\text{H}),$$

圈数（选用磁棒N_z—60 型ϕ 10×70 mm）

初级： $N_{1-3}=\sqrt{\frac{250\cdot L_c\cdot T_c}{\pi\cdot S\cdot K\cdot \mu}}$

$$=\sqrt{\frac{250\times 6.8\times 2.5}{3.14\times 0.78\times 0.2\times 60}}=12(\text{T}),$$

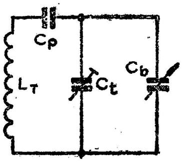


图 8-4 短波振荡回路

由天线线圈上抽头接入变频级，

取 $N_{1-2}=1.5$ T—2 T。

(b) 计算振荡回路，如图 8-4 所示。

确定跟踪点：

$$f_2=\frac{f_{\max}+f_{\min}}{2}=\frac{12.3+3.6}{2}=8(\text{MHz}),$$

$$f_1=f_2-\frac{\sqrt{3}}{4}(f_{\max}-f_{\min})=8-\frac{1.7\times 8.7}{4}=4(\text{MHz}),$$

$$f_3=f_2+\frac{\sqrt{3}}{4}(f_{\max}-f_{\min})=8+\frac{1.7\times 8.7}{4}=12(\text{MHz})。$$

对应跟踪点的 C_a 值：

$$C_{a1}=\frac{25330}{L_c\cdot f_1^2}-C_c=\frac{25330}{6.8\times 4^2}-17.6=215.21(\text{pF}),$$

$$C_{a2}=\frac{25330}{L_c\cdot f_2^2}-C_c=\frac{25330}{6.8\times 8^2}-17.6=40.6(\text{pF}),$$

$$C_{a3}=\frac{25330}{L_c\cdot f_3^2}-C_c=\frac{25330}{6.8\times 12^2}-17.6=8.3(\text{pF})。$$

等容双联的$C_{a1}=C_{b1}$，$C_{a2}=C_{b2}$，$C_{a3}=C_{b3}$，在短波振荡

回路计算时，由于频率较高，必须考虑分布电容的影响，设分布电容 $C_m=5$ pF。

引进辅助参数：

$$K_{z31}^2=\left(\frac{f_3+f_{np}}{f_1+f_{np}}\right)^2=\left(\frac{12.465}{4.465}\right)^2=7.8;$$

$$K_{z32}^2=\left(\frac{f_3+f_{np}}{f_2+f_{np}}\right)^2=\left(\frac{12.465}{8.465}\right)^2=2.16;$$

$$A=\frac{K_{z31}^2-1}{K_{z31}^2-K_{z32}^2}=\frac{7.8-1}{7.8-2.16}\approx1.2;$$

$$B=\frac{C_{b1}-C_{b3}}{C_{b1}-C_{b2}}=\frac{215.2-8.3}{215.2-40.6}\approx1.18;$$

$$H=\frac{B\cdot C_{b2}-A\cdot C_{b3}}{A-B}=\frac{1.18\times40.6-1.2\times8.3}{1.2-1.18}\approx1900;$$

又因 $H=C_m+C_p$ 则 $C_p=H-C_m=1900-5=1895$ (pF)，选取 $C_p=1800$ pF。

再引进两个辅助参数：

$$M=\frac{(C_{b1}+C_m)\cdot C_p}{(C_{b1}+C_m)+C_p}=\frac{(215.2+5)\times1800}{(215.5+5)+1800}=191.46,$$

$$N=\frac{(C_{b3}+C_m)\cdot C_p}{(C_{b3}+C_m)+C_p}=\frac{(8.3+5)\times1800}{(8.3+5)+1800}=13.2,$$

则 $$C_t=\frac{M-N\cdot K_{z31}^2}{K_{z31}^2-1}=\frac{191.46-13.2\times7.8}{7.8-1}=13(\text{pF}),$$

实际选用 5/20 pF 微调电容。

$$L_T=\frac{25330}{(f_3+f_{np})^2\cdot(N+C_t)}$$

$$=\frac{25330}{(12+0.465)^2\times(13.2+13)}=6.22(\mu\text{H}),$$

圈数，如图 8-5 所示。

此机设计的短波振荡磁芯选用 Nz-60 型“王”字形，磁罩选用 Nz-250 型磁性材料，其 $K_b=8.4$。

$N=K_b\sqrt{L_T}$,即$N_{1-3}=8.4\sqrt{6.22}=21(\mathrm{T})$。

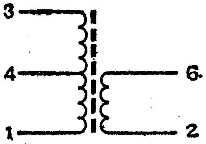


图 8-5 短波振荡线圈

由于镍锌磁芯一致性很差，因此短波振荡线圈N_{1-4}和N_{6-2}的圈数随每批“王”字形磁芯的 Q 值和 μ 值的不同而变。通常以磁性材料分批抽样试验后确定 N_{1-4}和N_{6-2}的圈数。该机短波振荡电压最佳值在 80—120 mV 时，$N_{1-4}=3.5\,\mathrm{T}$，$N_{6-2}=6.5\,\mathrm{T}$。

2. 中频变压器计算

(1) 由中频频率确定谐振回路 LC 值

该机中频槽路电容$C=200$ pF，

$$L=\frac{1}{4\pi^2 f_{np}^2\cdot C}=\frac{1}{4\times 3.14^2\times 465^2\times 10^6\times 200\times 10^{-12}}=$$

$$=585(\mu\mathrm{H}).$$

(2) 由选择性确定 Q_L 值

该机要求 465 KHz±10 KHz 的衰减为 20 dB，现采用两级中放有三只中频变压器组成，故要求每只中频变压器应不小于 7 dB 的衰减，即

$$S=10\,lg\frac{1}{1+4\frac{\Delta f^2}{f_{np}^2}\cdot Q_L^2}=-7\ \mathrm{dB}.$$

简化上式得

$$10\,lg\left(1+4\frac{\Delta f^2}{f_{np}^2}\cdot Q_L^2\right)=7\ \mathrm{dB}$$

$$1+4\frac{\Delta f^2}{f_{np}^2}\cdot Q_L^2=5.01$$

则
$$Q_L=\sqrt{\frac{(5.01-1)f_{np}^2}{4\Delta f^2}}=47.$$

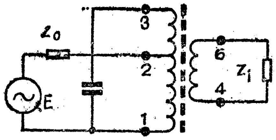


图 8-6 中频变压器

(3) 由插入损耗确定 Q_0 值

设每只单调谐回路中周的衰减 $B_L=6$ dB，Q_0值由下式确定（由 dB 表查得衰减 6 dB 时的功率比为 0.25 倍），即

$$Q_0=\frac{Q_L}{1-\sqrt{B_L}}=\frac{47}{1-\sqrt{0.25}}=94.$$

(4) 确定圈数比（如图 8-6 所示）

$$m=\frac{N_{1-3}}{N_{1-2}};\quad n=\frac{N_{1-3}}{N_{4-6}}.$$

在故意失配情况下的各级阻抗比：

第一中频变压器：$Z_{01}:Z_{i1}=40\ \mathrm{K}\Omega:0.36\ \mathrm{K}\Omega$；

第二中频变压器：$Z_{02}:Z_{i2}=36\ \mathrm{K}\Omega:0.8\ \mathrm{K}\Omega$；

第三中频变压器：$Z_{03}:Z_{i3}=36\ \mathrm{K}\Omega=4\ \mathrm{K}\Omega$。

$$m_1=\sqrt{\frac{2\,\omega\cdot L\cdot Q_0\cdot Q_L}{Z_{01}\cdot(Q_0-Q_L)}}$$

$$=\sqrt{\frac{4\times3.14\times465\times10^3\times585\times10^{-6}\times94\times47}{40\times10^3\times(94-47)}}$$

$$=\sqrt{\frac{321}{40}}=2.82,$$

$$n_1=\sqrt{\frac{2\omega\cdot L\cdot Q_0\cdot Q_L}{Z_{i1}\cdot(Q_0-Q_L)}}$$

$$=\sqrt{\frac{321}{0.36}}=29.9。$$

同理

$$m_2=\sqrt{\frac{321}{36}}=2.99,\quad n_2=\sqrt{\frac{321}{0.8}}=20,$$

$$m_3=\sqrt{\frac{321}{36}}=2.99,\quad n_3=\sqrt{\frac{321}{4}}=8.96。$$

(5) 确定圈数

谐振回路总圈数 $N_{1-3}=K_b\sqrt{L}=6.8\sqrt{585}=163(\mathrm{T})$,

第一中频变压器：$N_{1-2}=\frac{N_{1-3}}{m_1}=\frac{163}{2.82}=58(\mathrm{T})$,

$$N_{4-6}=\frac{N_{1-3}}{n_1}=\frac{163}{29.9}=5(\mathrm{T}).$$

第二中频变压器：$N_{1-2}=\frac{N_{1-3}}{m_2}=\frac{163}{2.99}=54(\mathrm{T})$,

$$N_{4-6}=\frac{N_{1-3}}{n_2}=\frac{163}{20}=8(\mathrm{T}).$$

第三中频变压器：$N_{1-2}=\frac{N_{1-3}}{m_3}=\frac{163}{2.99}=54(\mathrm{T})$,

$$N_{4-6}=\frac{N_{1-3}}{n_3}=\frac{163}{8.96}=18(\mathrm{T}).$$

3．整机增益计算

该机最大输出功率 $P_0=200$ mW，输入功率就是磁性天线

回路的输出功率，即变频级的输入功率。要计算天线回路输出功率，首先应计算磁性天线的有效高度及灵敏度。以中波1000 KHz 为例，其磁棒用Mz-400 型 ϕ 10 × 110 mm，磁棒截面 $S=\frac{\pi d^2}{4}=0.78\ \text{cm}^2$，导磁率 $\mu_e=400$，磁通 $F_m=1700$ 高斯。

按式（3-3）计算有效高度，即

$$h_{eff}=\frac{2\pi\cdot S\cdot N\cdot\mu_e\cdot F_m}{\lambda}\times10^{-4}(\text{米})$$

$$=\frac{2\times3.14\times0.78\times10^{-4}\times59\times400\times1700}{\frac{3\times10^8}{10^6}}\times10^{-4}$$

$$=0.65\times10^{-2}\ (\text{米}).$$

按式（3-2）计算灵敏度，即

$$E_s=\frac{S/N\sqrt{4K\cdot T_0\cdot\Delta f\cdot x_L\cdot N_F}}{h_{eff}\cdot m\cdot\sqrt{Q_L}}(\text{毫伏/米})。$$

式中　相对灵敏度的信噪比 $S/N=20$ dB；

$K=1.36\times10^{-23}$ 焦耳/K°；　$T_0=300°$；

$\Delta f=6$ KHz；　　$N_F=10$ dB；

$m=30\%$（调制度）；

$x_L=Q_0\omega\cdot L=120\times2\pi\times1000\times10^3\times334\times10^{-6}=252(\text{K}\Omega)$；

$Q_L=W\cdot C_T\cdot R_T$；　$C_T\approx C_{a2}=54.4$ pF；　$R_T=x_L\,/\!/\,R_i'$.

变频级输入阻抗 $R_i=1.8$ KΩ，天线初次级匝数比 $n=10$，则 $R_i'=n^2R_i=180(\text{K}\Omega)$。

所以　　$R_T=252\,/\!/\,180=104(\text{K}\Omega)$。

因此 $Q_L=2\pi\times1000\times10^3\times54.4\times10^{-12}\times104\times10^3=36.$

求得灵敏度为

$$E_s=\frac{20\sqrt{4\times1.36\times10^{-23}\times300\times6\times10^3\times241\times10^3\times10}}{0.65\times10^{-2}\times0.3\times\sqrt{36}}=$$

$$=0.03\ (\text{毫伏/米})。$$

这是中波灵敏度计算值，短波灵敏度计算方法相同。

按式（3-4）计算天线回路输出功率，即

$$\begin{aligned}P_{in}&=1.39\,f\cdot l\cdot SK'\cdot E_s^2\cdot\mu_e\cdot Q_0\cdot10^{-11}\\&=1.39\times1000\times10^3\times0.11\times0.78\times10^{-4}\times0.27\times\\&\quad(0.03\times10^{-3})^2\times400\times120\times10^{-11}\\&=1391\times10^{-18}(\text{瓦}),\end{aligned}$$

则要求整机总增益为

$$K_p=10\lg\frac{P_0}{P_{in}}=10\lg\frac{200\times10^{-3}}{1391\times10^{-18}}=141\text{ dB}.$$

按灵敏度的计算值 $E_s=0.03$ 毫伏/米时，需要 141 dB 的增益，而实际使用时，电场强度均在 1 毫伏/米左右，因此中波总增益的富余量很大，这样短波的总增益也有一定的余量，使整机完全可以达到设计要求。

4．核算象频衰减和中频衰减

（1）象频衰减

$$Q_L=\frac{f_2}{2\,\Delta f_2}\cdot\frac{\sqrt{1-d_2^2}}{d_2},$$

简化上式

$$4\,\Delta f_2^2\cdot Q_L^2\cdot d_2^2=f_2^2-f_2^2d_2^2$$

$$d_2^2=\frac{f_2^2}{f_2^2+4\,\Delta f_2^2Q_L^2}=\frac{1605^2}{1605^2+4\times930^2\times36^2}=5.7\times10^{-4},$$

$$\text{则 } d_2\ (\text{衰减})=-33\text{ dB}.$$

(2) 中频衰减

$$Q_L=\frac{f_1}{2\Delta f_1}\cdot\frac{\sqrt{1-d_1^2}}{d_1},$$

简化上式

$$4\Delta f_1^2\cdot Q_L^2\cdot d_1^2=f_1^2-f_1^2d_1^2$$

$$d_1^2=\frac{f_1^2}{f_1^2+4\Delta f_1^2Q_L^2}=\frac{525^2}{525^2+4\times60^2\times36^2}=0.0146,$$

则 d_1（衰减）$=-19$ dB.

在象频衰减和中频衰减计算里，$f_2=1605$ KHz, $\Delta f_2=2\times465=930$ KHz，$f_1=525$ KHz，$\Delta f_1=525-465=60$ KHz.

通过对中频衰减和象频衰减的核算，天线回路 的 有载 Q_L 值,（$Q_L=36$ 左右）是比较适当的。

输入、输出变压器计算与"乙类推挽功率放大器"实例计算部分相同。

各级电路设计必须按增益分配情况考虑，该机要求总增益 140 dB，各级的增益分配为：变频级 30 dB，两级中频放大器 62 dB，低放级（前置放大和激励放大）42 dB，功放级 26 dB，检波衰减 20 dB。各级电路的计算方法可参阅本文所叙述的例题。

B 74 型两波段收音机实际测试的各级增益是：变频级 29.5 dB，两级中频放大器 65 dB，低放级（前置放大和激励放大）42.5 dB，功放级 25.5 dB，检波衰减 21 dB，总增益达 141.5 dB 与设计相符。

考核晶体管收音机的电性能参数有很多项目，其中灵敏度、选择性、中抗比、整机频率特性、不失真功率五项是主要的，设计正确与否，将影响主要参数指标的优劣。当然，电性能参

数指标的优劣与生产工艺、调试工艺也有密切的关系。

对 B 74 型两波段收音机五项电性能参数测试结果如下：

灵敏度：

	(mV/m)	$S/N=20$ dB 时	$S/N=6$ dB 时
中波	600 KHz	0.29	0.09
	1000 KHz	0.35	0.18
	1500 KHz	0.3	0.1
短波	4 MHz	0.24	0.11
	8 MHz	0.69	0.2
	12 MHz	0.92	0.27

选择性：

+10 KHz	−10 KHz
39.3 dB	27.7 dB

中频抑制：(中抗比)　21.5 dB

整机频率特性：电压不均匀度在标准测量频率 1000 Hz 以上小于 16 dB，以下<6 dB时，频率范围为 200 Hz—3300 Hz。

不失真功率：280 mW

从以上测试的结果表明，该机的主要参数完全满足三级机的要求。

九、附　　录

附录 1　风雷牌 601-B 型晶体管收音机

（1）电原理图见图 9-1 所示，该机为袖珍式单波段六管收音机，电源用四节五号电池，扬声器用 ϕ 65 mm 恒磁式，额定输出功率为 120 mW。

（2）各级晶体管 β 值和工作电流 I_c

	β	I_c (mA)
BG_1	60—80	0.35—0.45
BG_2	40—60	0.3 —0.4
BG_3	60—80	0.6 —0.8
BG_4	80—120	2—3
BG_{5-6}	60—100	2—4

（3）磁性天线（B_1）

磁棒选用 Mz-400 型 ϕ 10×120 mm

天线线圈圈数为 68 T:6 T

天线圈线径为纱漆包线 ϕ 0.05 mm×5

（4）中频变压器及振荡变压器（B_2—B_5）

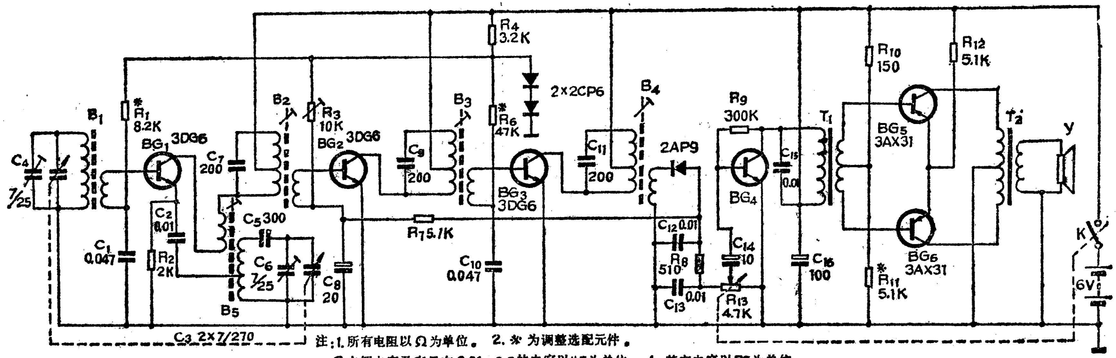
中频变压器：槽路电容 200 pF

磁芯用 Mz-400 型工字形

总圈数 163 T。导线线径 ϕ 0.08 漆包线。

圈数比：B_2 为 105 T:58 T:5 T

B_3 为 109 T:54 T:8 T



注：1. 所有电阻以Ω为单位。 2. ※ 为调整选配元件。

3. 电解电容及容量在0.01—0.2的电容以μF为单位。 4. 其它电容以PF为单位

图 9-1 风雷 601-B 电原理图

B_4 为 109 T:54 T:18 T

振荡：磁芯用 Mz-400 型工字形磁芯圈数比为 87 T:5 T:9 T

(5) 输入输出变压器 (T_1—T_2)

输入：圈数 2550 T:(510 T+510 T)

线径 ϕ 0.08 漆包线

铁芯 D 42 矽片 $S=0.35\ cm^2$

输出：圈数 (326 T+326 T):107 T

线径 初级 ϕ 0.2 mm

次级 ϕ 0.36 mm

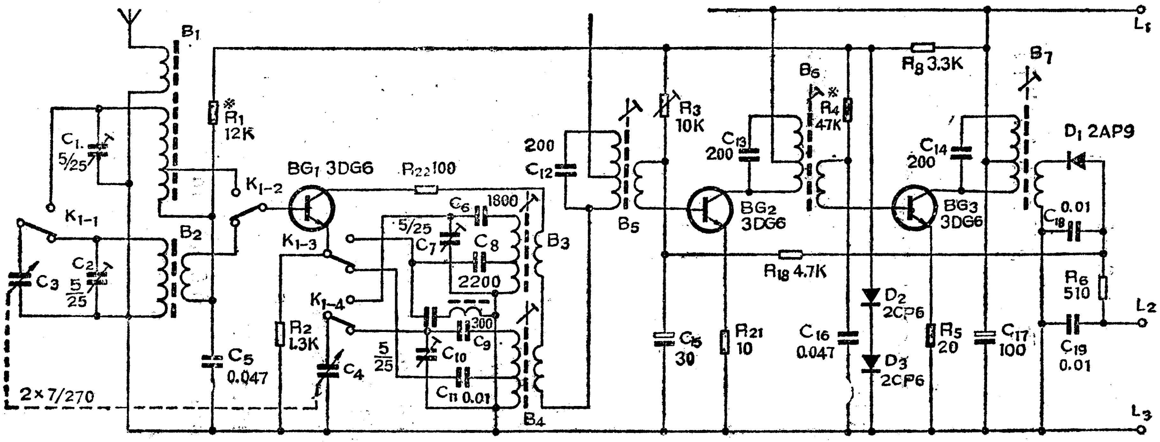
铁芯 D 42 矽片 $S=0.35\ cm^2$

附录 2 风雷牌 B 74 型中短波晶体管收音机

(1) 电原理图见图 9-2 所示，该机为便携式七管收音机，电源为四节二号电池，扬声器选用 ϕ 80 mm 恒磁式，额定输出功率 180 mW，中波段频率不窄于 525 KHz—1605 KHz，短波段频率不窄于 3.9 MHz—12 MHz。

(2) 各级晶体管 β 值和工作电流 I_c

	β	I_c(mA)
BG_1	60—80	0.4 —0.5
BG_2	40—60	0.35—0.45
BG_3	60—80	0.6 —0.8
BG_4	A. 30—40	
	B. 40—50	
BG_5	A. 90—110	3—4



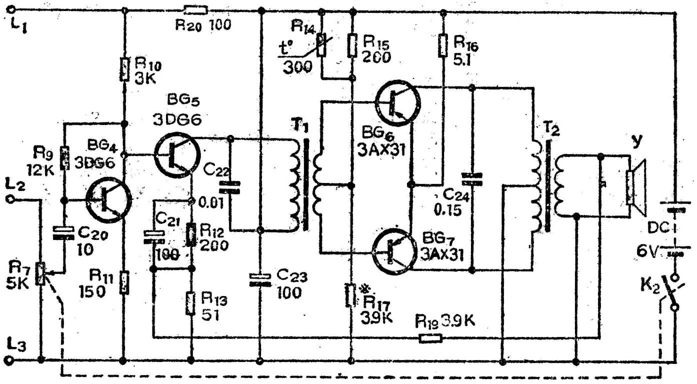


图 9-2 风雷 B 74 电原理图

注：1．所有电阻以Ω为单位。2．电解电容及容量在0.01—0.2的电容以μF为单位。3．其它电容以pF为单位。4．*为调整选配元件。5．C_T和L_T组成短波提升器。

B. 70—90

BG_{6-7} A. 40—60　　　　2—4

B. 60—80

在低频放大器和功率放大器用晶体管的 β 值分为 A、B 两档搭配使用。

(3) 天线

中波天线 B_2：选用 Mz-400 型 ϕ 10×110 mm 磁棒，圈数比为 60 T:6 T

短波天线 B_1：选用 Nz-60 型 ϕ 10×70 mm 磁棒，圈数比为 12 T:2 T

外接天线为 4 T

(4) 中频变压器：与 601-B 型收音机相同。

(5) 振荡变压器：

中波 B_4 与 601-B 型收音机相同。

短波 B_3：磁芯选用 Nz-60 型"王"字形

磁罩选用 Nz-250 型

圈数为 21 T:3 T:6 T

(6) 输入变压器 T_1

圈数：3240 T:(520 T+520 T)

线径：ϕ 0.1 mm 漆包线

铁芯：D 42 矽片，$S=0.35\ cm^2$

(7) 输出变压器 T_2

圈数：(305 T+305 T):116 T

线径：初级 ϕ 0.24 mm，次级 ϕ 0.46 mm

铁芯：D 42 矽片，$S=0.72\ cm^2$

附录 3 晶体管调幅广播收音机电声性能主要参数分类

序号	基本参数	单位	特级	一级	二级	三级	四级
1	频率范围						
	中波不狭于	KHz	525/1605	525/1605	525/1605	525/1605	525/1605
	短波	MHz	1.6/26	1.6/26	3.9/22	3.9/18	
2	中频频率	KHz	465±2	465±2	465±3	465±4	465±5
3	灵敏度						
	S/N 20 dB 时不劣于	mV/m	0.3	0.5	1.0	1.5	2
	S/N 6 dB 时不劣于	mV/m	0.1	0.2	0.4	0.6	1
4	选择性						
	单信号偏调±10 KHz的衰减						
	台式，便携式不小于	dB	46	36	26	20	14
	袖珍式不小于				20	16	12
	微型						技定
5	镜象抑制						
	中波不小于	dB	36	32	26	20	16
	短波 ≤12 MHz 不小于		20	12	8	6	
	≤18 MHz 不小于		10	6	3	技定	
6	中频抑制不小于	dB	26	20	14	12	10
7	自动增益控制						
	输入变化	dB	46	40	32	26	26
	相应输出变化不大于	dB	10	10	10	12	16
8	不失真功率						
	台式不小于	mW	2000	1000	500	300	150

续表

序 号	基本参数	单 位	特 级	一 级	二 级	三 级	四 级
8	便携式不小于			500	250	150	100
	袖珍式不小于				100	100	50
9	整机频率特性						
	台式不狭于	Hz	80/6000	100/4000	150/3500	200/3000	200/3000
	便携式不狭于			150/4000	200/3500	300/3000	300/3000
	袖珍式不狭于				300/3500	500/3000	500/3000
10	降压特性						
	降压0.75倍时，$S/N=20\,\mathrm{dB}$						
	灵敏度不劣于标称值倍数	倍		2	2	2	2
	降压0.67倍时在波段范围						
	内应仍能工作			必 须	必 须	必 须	必 须

注：此表仅供参考，以四机部规定标准 SJ 30—73 为准。

附录 4 国产干电池型号规格

1. R_6 型锰锌电池(五号电池)

指标名称	一级			二级		放电规则	
	新 电	储存6个月	储存9个月	新 电	储存6个月	电阻(Ω)	终止电压(V)
负荷电压(V)	1.4	1.32	1.28	1.38	1.3		
短路电流(A)	2.5	2.0	1.5	2.0	1.5		
放电时间(分钟)	85	70	60	70	50	5	0.75

2. R_{14} 型锰锌电池(二号电池)

指标名称	一级			二级		放电规则	
	新电	储存6个月	储存9个月	新电	储存6个月	电阻(Ω)	终止电压(V)
负荷电压(V)	1.4	1.36	1.34	1.38	1.34		
短路电流(A)	3.5	3.0	2.5	3.0	2.5		
放电时间(分钟)	300	260	240	250	200	5	0.75

3. R_{20} 型锰锌电池(一号电池)

指标名称	一级			二级		放电规则	
	新电	储存6个月	储存12个月	新电	储存6个月	电阻(Ω)	终止电压(V)
负荷电压(V)	1.45	1.4	1.35	1.44	1.38		
短路电流(A)	5.0	4.0	3.5	4.5	3.5		
放电时间(分钟)	1200	740	680	690	600	5	0.75

注：(1) 测量条件：在20°C±2°C情况下进行测量。

(2) 一级电池为全封闭式；

二级电池为半封闭式。

附录 5 倍数与分贝、奈培换算表

分　贝 dB	奈　培 NP	功率比$\frac{P_2}{P_1}$	电流比$\frac{I_2}{I_1}$ 或 电压比$\frac{u_2}{u_1}$
0	0	1.000	1.000
+1	+0.115	1.259	1.122
+2	+0.230	1.585	1.259
+3	+0.345	1.995	1.413
+4	+0.460	2.512	1.585
+5	+0.575	3.162	1.778
+6	+0.691	3.981	1.995
+7	+0.805	5.012	2.239
+8	+0.920	6.310	2.512
+9	+1.035	7.943	2.818
+10	+1.151	10.000	3.162
+11	+1.266	12.59	3.548
+12	+1.381	15.85	3.981
+13	+1.496	19.95	4.467
+14	+1.611	25.12	5.012
+15	+1.520	31.62	5.623
+16	+1.842	39.81	6.310
+17	+1.956	50.12	7.080
+18	+2.071	63.10	7.943
+19	+2.186	79.43	8.913
+20	+2.303	100.00	10.000
+21	+2.418	125.9	11.22
+22	+2.533	158.5	12.59
+23	+2.648	199.5	14.13
+24	+2.763	251.2	15.85
+25	+2.878	316.2	17.78
+26	+2.994	3.981	19.95
+27	+3.108	5.012	22.39
+28	+3.223	6.310 } $\times 10^{+2}$	25.12
+29	+3.338	7.943	28.18
+30	+3.454	10.000	31.62

倍数与分贝、奈培换算表

分　贝 dB	奈　培 NP	功率比 $\frac{P_2}{P_1}$	电流比 $\frac{I_2}{I_1}$ 或 电压比 $\frac{u_2}{u_1}$
+31	+3.569	1.259×10^3	35.48
+32	+3.684	1.585×10^3	39.81
+33	+3.799	1.995×10^3	44.67
+34	+3.914	2.512×10^3	50.12
+35	+4.029	3.162×10^3	56.23
+36	+4.145	3.981×10^3	63.10
+37	+4.259	5.012×10^3	70.80
+38	+4.374	6.310×10^3	79.43
+39	+4.489	7.943×10^3	89.13
+40	+4.605	10.000×10^3	100.00
+41	+4.720	1.259×10^4	112.2
+42	+4.835	1.585×10^4	125.9
+43	+4.950	1.995×10^4	141.3
+44	+5.065	2.512×10^4	158.5
+45	+5.180	3.162×10^4	177.8
+46	+5.296	3.981×10^4	199.5
+47	+5.410	5.012×10^4	223.9
+48	+5.525	6.310×10^4	251.2
+49	+5.640	7.943×10^4	281.6
+50	+5.756	10.000×10^4	316.2
+51	+5.871	1.259×10^5	354.8
+52	+5.986	1.585×10^5	398.1
+53	+6.101	1.995×10^5	446.7
+54	+6.216	2.512×10^5	501.2
+55	+6.331	3.162×10^5	562.3
+56	+6.447	3.981×10^5	631.0
+57	+6.561	5.012×10^5	708.0
+58	+6.676	6.310×10^5	794.3
+59	+6.791	7.943×10^5	891.3
+60	+6.907	10.000×10^5	1000.0
+61	+7.022	1.259×10^6	1122.0
+62	+7.130	1.585×10^6	1259.0
+63	+7.252	1.995×10^6	1413.0
+64	+7.367	2.512×10^6	1585.0
+65	+7.482	3.162×10^6	1778.0

倍数与分贝、奈培换算表

分 贝 dB	奈 培 NP	功率比 $\frac{P_2}{P_1}$	电流比 $\frac{I_2}{I_1}$ 或 电压比 $\frac{u_2}{u_1}$
+66	+7.598	3.981×10^6	1995.0
+67	+7.712	5.012×10^6	2239.0
+68	+7.827	6.310×10^6	2512.0
+69	+7.942	7.943×10^6	2818.0
+70	+8.059	10.000×10^6	3162.0
+71	+8.174	1.259×10^7	3548.0
+72	+8.289	1.585×10^7	3981.0
+73	+8.404	1.995×10^7	4467.0
+74	+8.519	2.512×10^7	5012.0
+75	+8.634	3.162×10^7	5623.0
+76	+8.750	3.981×10^7	0.6310×10^4
+77	+8.864	5.012×10^7	0.7080×10^4
+78	+8.979	6.310×10^7	0.7943×10^4
+79	+9.094	7.943×10^7	0.8913×10^4
+80	+9.210	10.000×10^7	1.0000×10^4
+81	+9.325	1.259×10^8	1.122×10^4
+82	+9.440	1.585×10^8	1.259×10^4
+83	+9.555	1.995×10^8	1.413×10^4
+84	+9.670	2.512×10^8	1.585×10^4
+85	+9.785	3.162×10^8	1.778×10^4
+86	+9.901	3.981×10^8	1.995×10^4
+87	+10.015	5.012×10^8	2.239×10^4
+88	+10.130	6.310×10^8	2.512×10^4
+89	+10.245	7.943×10^8	2.818×10^4
+90	+10.361	10.000×10^8	3.162×10^4
+91	+10.476	1.259×10^9	3.548×10^4
+92	+10.591	1.585×10^9	3.981×10^4
+93	+10.706	1.995×10^9	4.467×10^4
+94	+10.821	2.512×10^9	5.012×10^4
+95	+10.936	3.162×10^9	5.623×10^4
+96	+11.052	3.981×10^9	6.310×10^4
+97	+11.166	5.012×10^9	7.080×10^4
+98	+11.281	6.310×10^9	7.943×10^4
+99	+11.396	7.943×10^9	8.913×10^4
+100	+11.513	10.000×10^9	10.000×10^4

倍数与分贝、奈培换算表

分　　贝 dB	奈　　培 NP	功率比 $\frac{P_2}{P_1}$	电流比 $\frac{I_2}{I_1}$ 或 电压比 $\frac{u_2}{u_1}$
−25	−2.878	0.3162 (}×10^{-2}, −25 to −21)	0.0562
−24	−2.763	0.3981	0.0631
−23	−2.648	0.5012	0.0708
−22	−2.533	0.6310	0.0794
−21	−2.418	0.7943	0.0891
−20	−2.303	0.01000	0.1000
−19	−2.186	0.01259	0.1122
−18	−2.071	0.01585	0.1259
−17	−1.956	0.01995	0.1412
−16	−1.842	0.02512	0.1585
−15	−1.726	0.03162	0.1778
−14	−1.611	0.03981	0.1995
−13	−1.496	0.05012	0.2239
−12	−1.381	0.06310	0.2512
−11	−1.266	0.07943	0.2818
−10	−1.151	0.1000	0.3162
−9	−1.035	0.1259	0.3548
−8	−0.920	0.1585	0.3981
−7	−0.805	0.1995	0.4467
−6	−0.691	0.2512	0.5012
−5	−0.575	0.3162	0.5623
−4	−0.460	0.3981	0.6310
−3	−0.345	0.5012	0.7080
−2	−0.230	0.6310	0.7943
−1	−0.115	0.7943	0.8913
0	0	1.0000	1.0000
−50	−5.756	0.1000 (}×10^{-4}, −50 to −46)	0.316 (}×10^{-2}, −50 to −46)
−49	−5.640	0.1259	0.355
−48	−5.525	0.1585	0.398
−47	−5.410	0.1995	0.447
−46	−5.296	0.2512	0.501
−45	−5.180	0.3162 (}×10^{-4}, −45 to −41)	0.562 (}×10^{-2}, −45 to −41)
−44	−5.065	0.3981	0.631
−43	−4.950	0.5012	0.708
−42	−4.835	0.6310	0.794
−41	−4.720	0.7943	0.891

倍数与分贝、奈培换算表

分贝 dB	奈培 NP	功率比 $\frac{P_2}{P_1}$		电流比 $\frac{I_2}{I_1}$ 或 电压比 $\frac{u_2}{u_1}$	
−40	−4.605	0.1000		0.01000	
−39	−4.489	0.1259		0.01122	
−38	−4.374	0.1585	$\times 10^{-3}$	0.01259	
−37	−4.259	0.1995		0.01412	
−36	−4.145	0.2512		0.01585	
−35	−4.029	0.3162		0.01778	
−34	−3.914	0.3981		0.01995	
−33	−3.799	0.5012	$\times 10^{-3}$	0.02239	
−32	−3.684	0.6310		0.02512	
−31	−3.569	0.7943		0.02818	
−30	−3.454	0.1000		0.03162	
−29	−3.338	0.1259		0.03548	
−28	−3.223	0.1585	$\times 10^{-2}$	0.03981	
−27	−3.108	0.1995		0.04467	
−26	−2.994	0.2512		0.05012	
−75	−8.634	0.3162		0.178	
−74	−8.519	0.3981		0.200	
−73	−8.404	0.5012	$\times 10^{-7}$	0.224	$\times 10^{-3}$
−72	−8.289	0.6310		0.251	
−71	−8.174	0.7943		0.282	
−70	−8.059	0.1000		0.316	
−69	−7.942	0.1259		0.355	
−68	−7.827	0.1585	$\times 10^{-6}$	0.398	$\times 10^{-3}$
−67	−7.712	0.1995		0.447	
−66	−7.598	0.2512		0.501	
−65	−7.482	0.3162		0.562	
−64	−7.367	0.3981		0.631	
−63	−7.252	0.5012	$\times 10^{-6}$	0.708	$\times 10^{-3}$
−62	−7.137	0.6310		0.794	
−61	−7.022	0.7943		0.891	
−60	−6.907	0.1000		0.100	
−59	−6.791	0.1259		0.112	
−58	−6.676	0.1585	$\times 10^{-5}$	0.126	$\times 10^{-2}$
−57	−6.561	0.1995		0.141	
−56	−6.447	0.2512		0.158	

倍数与分贝、奈培换算表

分贝 dB	奈培 NP	功率比 $\frac{P_2}{P_1}$		电流比 $\frac{I_2}{I_1}$ 或 电压比 $\frac{u_2}{u_1}$	
−55	−6.331	0.3162		0.178	
−54	−6.216	0.3981		0.200	
−53	−6.101	0.5012	$\times 10^{-5}$	0.224	$\times 10^{-2}$
−52	−5.986	0.6310		0.251	
−51	−5.871	0.7943		0.282	
−100	−11.513	0.1000		0.1000	
−99	−11.396	0.1259		0.1122	
−98	−11.281	0.1585	$\times 10^{-9}$	0.1259	$\times 10^{-4}$
−97	−11.166	0.1995		0.1412	
−96	−11.052	0.2512		0.1585	
−95	−10.936	0.3162		0.1778	
−94	−10.821	0.3981		0.1995	
−93	−10.706	0.5012	$\times 10^{-9}$	0.2239	$\times 10^{-4}$
−92	−10.591	0.6310		0.2512	
−91	−10.476	0.7943		0.2818	
−90	−10.361	0.1000		0.3162	
−89	−10.245	0.1259		0.3548	
−88	−10.130	0.1585	$\times 10^{-8}$	0.3981	$\times 10^{-4}$
−87	−10.015	0.1995		0.4467	
−86	−9.901	0.2512		0.5012	
−85	−9.785	0.3162		0.5623	
−84	−9.670	0.3981		0.6310	
−83	−9.555	0.5012	$\times 10^{-8}$	0.7080	$\times 10^{-4}$
−82	−9.440	0.6310		0.7943	
−81	−9.325	0.7943		0.8913	
−80	−9.210	0.1000		0.1000	
−79	−9.094	0.1259		0.1122	
−78	−8.979	0.1585	$\times 10^{-7}$	0.1259	$\times 10^{-3}$
−77	−8.864	0.1995		0.1412	
−76	−8.750	0.2512		0.1585	

本套"无线电爱好者丛书"

已出版的有：

《怎样看无线电电路图》

《电子管收音机技术问答》

《电子管收音机的修理》

《超外差式收音机的统调》

即将出版的有：

《电子管电视接收机检修》

《业余无线电计算图表》

《低电压晶体管电路》